

01170



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA
DIVISION DE ESTUDIOS DE POSGRADO

REALIZACION ELECTRONICA DIGITAL DE UN MULTIMETRO ACUSTICO

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:

MAESTRIA EN INGENIERIA
AREA ELECTRICA

PRESENTA:

MARCO ANTONIO ESCOBAR REINA

DIRECTOR DE TESIS:

DR. FELIPE ORDUÑA BUSTAMANTE



CIUDAD UNIVERSITARIA

2004

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

ESTA TESIS NO SALE
DE LA BIBLIOTECA

TESIS DE MAESTRIA EN INGENIERIA ELECTRICA

Realización Electrónica Digital de un Multímetro Acústico

Autorizo a la Dirección General de Bibliotecas de la UNAM a difundir en formato electrónico e impreso el contenido de mi trabajo recepcional.

NOMBRE: Marco Antonio

Escobar Reina

FECHA: 12/Marzo/2004

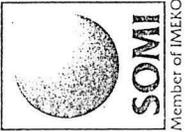
FIRMA: 

Por: Marco Antonio Escobar Reina

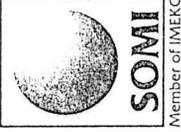
Director: Dr. Felipe Orduña Bustamante

Facultad de Ingeniería DEPEFI, UNAM

México 2004



LA SOCIEDAD MEXICANA DE INSTRUMENTACIÓN
OTORGA EL PRESENTE



DIPLOMA

La Sociedad Mexicana de Instrumentación A.C.

Otorga A:

Marco Antonio Escobar Reina y Felipe Orduña Bustamante

La presente **Mención Honorífica** por su trabajo:

Realización Electrónica Digital de un Multímetro Acústico

En el SOMI XVI Congreso de Instrumentación
Querétaro, Qro. México, Octubre 2001.

DR. FELIPE LARA ROSANO
PRESIDENTE

AGRADECIMIENTOS

A la Universidad Nacional a través de la Facultad de Ingeniería, División de Posgrado,

Por ofreceme la oportunidad de continuar con mi desarrollo profesional.

Al Centro de Ciencias Aplicadas y Desarrollo Tecnológico, Laboratorio de Acústica,

Por las facilidades que me presentaron como estudiante para que pudiese desarrollar experimentalmente todo el proyecto de tesis.

Al Director de tesis, Dr. Felipe Orduña Bustamante,

Por su sabia dirección, su apoyo y su paciencia para conmigo. Reconozco su dedicación por formar profesionales

A cada uno de los sinodales,

Por sus acertadas observaciones, así como a su preocupación porque la revisión del presente documento fuese lo mas ágil posible

DEDICATORIA

A mis padres, Fidel y María de Lourdes,

Por enseñarme a luchar, por dame el valioso don de ser libre y perseguir mis sueños. Sea esta una muestra de mi respeto y cariño.

A mis hermanos Fidel, Carlos, Genaro y María de Lourdes,

Por su tenacidad, independencia y valía, Admiro mucho que cada uno se entregue a sus propios sueños e ideales.

A mis suegros, Martín y Oliva,

Por su cariño, sabiduría y confianza. Junto con mi esposa, me han hecho sentir parte de una nueva y gran familia.

A mi jefe, Humberto Hernández,

Por su confianza, apoyo y lecciones sobre la vida. Hizo a la vez posible e imposible el cumplimiento de este sueño.

A todas aquellas personas cuya vida e ideales me han servido como guía y ejemplo.

Si no las enumero es porque simplemente, correría el riesgo de omitir alguna. Pero les estoy enormemente agradecido.

A Pipa, Nana y Fido

Fieles testigos del tiempo que ha pasado

A Golfo, mi mascota,

por aguardarme día a día y velar en mi puerta tantas noches de desvelo.

Y, nuevamente, de una manera muy especial,

A Blanca Estela, mi estrella, mi compañera, mi esposa,

por...absolutamente todo!!!

Índice

ÍNDICE	1
RESÚMEN	3
INTRODUCCIÓN	5
CAPÍTULO I TEORÍA ACÚSTICA	7
I.1 CONCEPTOS BÁSICOS DE ACÚSTICA	7
I.2 PRINCIPIOS DE LA CANCELACIÓN DE RUIDO	11
I.3 CONFIGURACIONES ACTUALES DE CANCELACIÓN DE RUIDO	13
I.3.1 CONFIGURACIONES DE CANCELACIÓN POR CONTROL PREALIMENTADO	15
I.4 REQUERIMIENTOS DE IMPLEMENTACIÓN	20
CAPÍTULO II Teoría de la sonda de dos micrófonos	21
II.1 INTRODUCCIÓN	21
II.2 ECUACIONES DE CAMPO ACÚSTICO	22
II.3 DETECCIÓN	25
II.2.1 Detección Analógica	25
II.2.2 Detección Digital	27
II.2.3 Detección Digital Estabilizada	29
II.4 EMPATAMIENTO	35
II.3.1 Filtros Adaptables	35
II.3.2 Superficies MSE (Error Cuadrático Medio)	37
II.3.3 Búsqueda del punto mínimo de una superficie MSE	40
II.3.4 Algoritmo LMS	41
II.3.5 Algoritmo SU-LMS	43
CAPÍTULO III Implementación física	45
III.1 DUCTO, MICRÓFONOS E INSTRUMENTOS	45
III.2 DSP	49
TARJETA PORTADORA DE MÓDULOS CONVERTIDORES (PC/DMCB)	50
MÓDULOS HIJOS ANALÓGICOS CRYSTAL (DM0 y DM1)	51
TARJETA QUAD DE PROCESADORES C40 (QPC/C40B)	54
MÓDULO INDIVIDUAL C40 (MDC40S TIM-40)	54
PROGRAMA DE COMUNICACIÓN DSP-PC	56
III.3 EMPATAMIENTO	58
III.4 DETECCIÓN DE ONDAS VIAJERAS	62

CAPÍTULO IV MEDICIONES EXPERIMENTALES	65
VI.1 EMPATAMIENTO DE LOS MICRÓFONOS	65
IV.2 DISCRIMINACIÓN DE ONDAS ACÚSTICAS	68
INFLUENCIA DE LA VARIACIÓN DE LA VELOCIDAD DEL SONIDO	68
INFLUENCIA DE LA CONSTANTE DE INTEGRACIÓN N	72
INFLUENCIA DE LA LONGITUD DEL FILTRO FIR DE COMPENSACIÓN	74
RESPUESTA IMPULSO	75
MODOS DE VIBRACIÓN	80
CONCLUSIÓN	89
APÉNDICES	91
FRECUENCIA DE CORTE DE UN DUCTO SEGÚN SUS DIMENSIONES FÍSICAS	91
VARIACIÓN DE LA VELOCIDAD DEL SONIDO CON LA TEMPERATURA.....	94
LISTADO PARCIAL DEL ALGORITMO DE EMPATAMIENTO DE MICRÓFONOS.....	96
LISTADO PARCIAL DEL ALGORITMO DE DISCRIMINACION DE ONDA.....	97
REFERENCIAS	99

Resumen

El presente trabajo tiene como objetivo construir y evaluar el desempeño de un novedoso sensor digital de ondas acústica al que se le denominó "multímetro acústico". Este instrumento procesa las señales proporcionadas por un arreglo de micrófonos para obtener las señales correspondientes a la presión sonora (P), la velocidad de partícula (U) y las ondas viajeras de sonido (A y B) en un ducto que transporta ondas planas; referidas todas ellas al punto intermedio del arreglo. La presión sonora y la velocidad de partícula son de especial interés en el campo de la acústica, ya que a partir de ellas podemos obtener la intensidad acústica. Las ondas viajeras en uno y otro sentido dentro de un ducto, por su parte, son muy útiles en la implementación de sistemas de control activo de ruido.

En el primer capítulo presentamos conceptos básicos de acústica. Definimos los conceptos de presión acústica (U), velocidad de partícula (U) e intensidad acústica (I). Se enfatiza la importancia de esta última y se explica brevemente en qué se basan los métodos tradicionales para inferirla de manera indirecta. Se resalta la relevancia de poder estimar P , U e incluso I de manera instantánea.

Asimismo, se presenta los conceptos básicos de control activo de ruido, y un breve recorrido por las diversas arquitecturas utilizadas desde los orígenes para cancelar ruido en ductos. Se explica el por qué es deseable conocer las señales instantáneas de A y B en un punto x de un ducto en aplicaciones de cancelación de ruido.

En el segundo capítulo se presenta a detalle, la deducción matemática del algoritmo, desarrollado y propuesto por el director de tesis, Dr. Felipe Orduña B., partiendo de las ecuaciones elementales de onda acústica y de transformaciones entre el dominio del tiempo y la frecuencia. La importancia del capítulo radica en que constituye el fundamento teórico del presente proyecto, derivando expresiones matemáticas que pueden ser implementadas tanto en circuitos digitales como analógicos. Por ello, a lo largo del capítulo, se obtienen expresiones para implementaciones analógicas sólo como referencia. Son las derivaciones digitales las que realmente interesan para la realización del proyecto.

Una consideración importante en toda la deducción es el que se asume que las señales de entrada del algoritmo provienen de micrófonos ideales idénticos (la respuesta en magnitud y fase es uniforme a toda frecuencia e idéntica entre ambos). Pese a que, estrictamente hablando, esto es imposible de obtener, se recurre al filtrado adaptivo para conseguir que dos micrófonos de una marca cualesquiera presenten, en un intervalo de trabajo, prácticamente la misma respuesta en frecuencia. Por ello el segundo capítulo destina una sección para hablar de filtros digitales adaptables, así como la deducción general del algoritmo empleado para igualar la respuesta en frecuencia de los micrófonos, el algoritmo SU-LMS (Sparse Update LMS Algorithm).

El tercer capítulo describe la implementación física del algoritmo digital del "multímetro acústico", así como el del "empatumiento" de la respuesta de los micrófonos. Todo ello fue implementado con el DSP TI-TMS320C40 de punto flotante. Se describen brevemente las características del procesador y de las tarjetas A/D-D/A asociadas. Se habla de los problemas encontrados y las razones por las que se escogieron los diferentes valores de operación. Se presenta también el diseño de los circuitos de alimentación y amplificación de los micrófonos. Brevemente se comenta como se trabajó una comunicación PC-DSP, y la configuración del instrumental asociado para la toma de mediciones durante los experimentos. Finalmente, se describe el sistema de prueba para el "multímetro acústico", un ducto rígido de 3 metros de longitud, dentro del cual se inyecta una señal de ruido aleatorio.

El último capítulo presenta los resultados experimentales que validan la eficacia del algoritmo. Se muestran las gráficas comparativas de la respuesta en frecuencia de ambos micrófonos y la sensibilidad del "multímetro acústico" a variaciones del entorno, tales como la temperatura, de las respuestas en frecuencia de los micrófonos y de los parámetros de operación. Finalmente se muestran experimentos que comprueban la capacidad de "discriminación" de las ondas viajeras en uno y otro sentido dentro del ducto, así como de la obtención de la presión y velocidad de partícula instantánea a lo largo del ducto, comparados contra valores teóricos.

Introducción

El presente documento constituye el trabajo escrito de mi proyecto de tesis para obtener el exámen de grado de maestría, en el área de instrumentación electrónica, en la división de posgrado de la Facultad de Ingeniería, UNAM. En éste se presentan los fundamentos teórico-matemáticos en que se basa el instrumento construido, las características de los elementos constituyentes, los problemas y detalles surgidos durante su implementación física y los resultados experimentales obtenidos al emplearlo en un modelo real.

Nuestro país, lamentablemente, no figura a nivel mundial entre los primeros países originadores de ciencia o tecnología. De hecho, son muy contados los casos en que compañías u organismos netamente mexicanos se dediquen de lleno a la investigación, creación y/o comercialización de equipo e instrumental electrónico. No importa qué artefacto utilizemos, desde una sencilla cafetera, hasta un moderno equipo médico, pasando incluso por la computadora en donde escribo esto, dependemos completamente de la importación de productos y tecnología de países más desarrollados.

La importancia del proyecto, independientemente de los beneficios que presenta el instrumento contruido, radica en que muestra que se puede desarrollar instrumental de calidad, con elementos fácilmente asequibles, basándose en principios matemáticos sólidos que se enseñan en esta casa de estudios. La estructura del documento pretende marcar el lineamiento de desarrollo: Primeramente el análisis profundo de los principios físicos que rigen un fenómeno y la deducción de ecuaciones (Este primer análisis, en nuestros días, es seguido de una serie de simulaciones en computadora para determinar si las ecuaciones derivadas son correctas). Segundo, la implementación de esas ecuaciones en un dispositivo real, con empleo de elementos a nuestro alcance. Por último, la prueba real del dispositivo y análisis de resultados. La ingeniería debe tender siempre a ser práctica.

El dispositivo armado tiene dos ramas de aplicación, que detallaremos en seguida: La medición de señales para análisis acústico y la discriminación de ondas para sistemas de control activo de ruido.

Al igual que en el campo de la electricidad, en la acústica con frecuencia se requiere de cuantificar propiedades físicas, tales como la presión acústica, la velocidad de partícula y la intensidad de sonido. Muchas veces estas cantidades se obtienen de manera indirecta, basándose en la obtención de alguna de ellas, y a partir de consideraciones ideales, derivar las otras. El dispositivo propuesto permite conocer directamente estos valores, sin necesidad de inferirlos de mediciones obtenidas con otros instrumentos [1][2][3]. Cuando es utilizado en esta modalidad, lo denominamos *multímetro acústico* (denominación que he empleado como título del trabajo), por su semejanza a la funcionalidad que presenta un multímetro en sistemas eléctricos.

Adicionalmente, permite discriminar las señales acústicas viajando en sentidos opuestos a lo largo de un eje de referencia. Esto resulta particularmente atractivo para el área de control activo de ruido. Uno de los principales problemas que se enfrentan actualmente en la cancelación de ruido en ductos mediante control prealimentado (feedforward) es el de la retroalimentación de la señal de control (proveniente de un altavoz o de un arreglo de éstos) en la señal del micrófono destinado para registrar la señal primaria de ruido a controlar [4] [5]. Dicha retroalimentación es causada principalmente por dos factores: un inapropiado sistema de control y la ineficaz discriminación entre las señales de ruido y de control por parte del micrófono de entrada. Un sistema de control deficiente introduce nuevas resonancias en la sección del ducto comprendida entre la fuente de ruido y las fuentes de control, ocasionando que la presión del sonido se incremente severamente en algunos casos [6]. Estas resonancias pueden transmitirse a través de las paredes del ducto emitiendo ruido al exterior, además de que la fuente de control tendrá que manejar mayor energía para cancelar la mayor presión ocasionada por su misma acción. Algunas técnicas han contemplado que el poder discriminar y separar de manera eficiente las señales acústicas viajando en uno y otro sentido dentro del tubo permite obtener una cancelación más efectiva del ruido radiado por los extremos del tubo, evitando la presencia de condiciones extremas dentro de la cavidad, y minimizando la energía necesaria para la cancelación [7][8]. El dispositivo construido es capaz de obtener dichas señales, y cuando trabaja en dicha modalidad lo denominamos *discriminador de ondas*, aunque este nombre casi no se emplea en el presente trabajo.

CAPÍTULO I

Teoría acústica

I.1 CONCEPTOS BÁSICOS DE ACÚSTICA

La acústica es la rama de la física que se encarga del estudio de los fenómenos sonoros. Sus fundamentos teóricos tienen gran similitud con otras ramas como la electricidad, magnetismo y óptica; pero gracias a que no maneja efectos electromagnéticos, su estudio es relativamente más sencillo. En los últimos años, la acústica ha estado enormemente involucrada con la electrónica, tanto analógica como digital, gracias al creciente interés de la tecnología por profundizar en campos como la medicina, biotecnología, comunicaciones, arquitectura, entretenimiento, etc.

Entre los conceptos básicos que maneja la acústica formal se encuentran la intensidad de sonido, la presión acústica, la velocidad de partícula y la impedancia acústica. Abordaremos rápidamente estos términos, que se emplean a lo largo del presente trabajo [9][10].

Sonido.- Fisiológicamente, entendemos que un sonido es un estímulo externo que podemos percibir a través de nuestro oído. Los campos sonoros (como concepto análogo al de los campos electromagnéticos), no son otra cosa que campos de energía, que pueden ser generados, transmitidos y disipados. La energía transportada por ondas acústicas a través de un medio fluido es de dos formas: la energía cinética de las partículas y la energía potencial del fluido comprimido. Cuando una onda acústica se propaga en un fluido, las moléculas de éste se mueven de un lado a otro (vibran) en la dirección de propagación de onda. Esto produce zonas de compresión y rarefacción del fluido que tienden a equilibrarse y provocan el movimiento de moléculas aledañas. Como resultado, el cambio de presión que ocurre cuando el fluido se expande o comprime actúa como fuerza restauradora capaz de propagar una onda (notemos que la dinámica del fluido es similar al sistema de masa y resorte el cual la masa se pasa del punto de equilibrio yendo y viniendo).

En el análisis formal, se prefiere analizar las características de una *partícula del fluido* (o simplemente *partícula*), que el de las características de una molécula del fluido. Las moléculas de un fluido no tienen posiciones medias fijas; aun sin la presencia de una onda, están en constante movimiento, con velocidades promedio mayores que cualquier velocidad infringida por una onda sonora. Sin embargo, se puede tratar a un pequeño volumen de fluido como una unidad permanente sin cambio, ya que aquellas moléculas que dejan sus confines son reemplazadas por un número de moléculas igual que poseen (en promedio) propiedades idénticas, de tal manera que las propiedades macroscópicas permanecen sin cambio. Como consecuencia es posible hablar de desplazamiento y velocidad de partícula cuando se estudian ondas acústicas en fluidos.

Velocidad de partícula.- Imaginemos que se tiene una partícula en reposo de un fluido, y que bajo la acción de un campo sonoro es obligada a moverse a una nueva posición. La velocidad de partícula u se define como la rapidez del cambio de posición de la partícula con respecto al tiempo. Es una cantidad vectorial y puede expresarse como:

$$u(t) = \frac{\partial \xi}{\partial t} \quad \dots(1.1)$$

donde ξ es el desplazamiento de partícula (posición actual - posición de reposo), también vectorial.

Las dimensiones en que se mide son distancia por unidad de tiempo (m/s). El sensado de la velocidad de partícula requiere de instrumentos más especializados, tales como anemómetros láser.

Presión acústica.- En un punto cualquiera de un campo sonoro, podemos determinar la presión instantánea absoluta $\mathcal{P}(t)$ a la que está sometida una partícula, también llamada presión local. Sin embargo, para fines de análisis, conviene considerar solo la parte de \mathcal{P} que es contribución del campo sonoro, conocida como sobrepresión o presión acústica. Es una cantidad escalar y puede expresarse como:

$$p(t) = \mathcal{P}(t) - \mathcal{P}_0 \quad \dots(1.2)$$

donde \mathcal{P}_0 es la presión de equilibrio constante del fluido.

Las dimensiones en que se mide son fuerza por unidad de área (N/m^2). Puede sensarse con transductores de presión dedicados (micrófonos).

Ondas planas progresivas.- La diversidad en forma y distribución de los campos de sonido encontrados en la práctica es enorme. Sin embargo, a lo largo de los años se han identificado ciertas características que permiten identificar a distintos tipos de campos acústicos. Entre ellos podemos mencionar a los campos sonoros reverberantes, campos sonoros cercanos a una fuente, campos divergentes, campos difusos, estacionarios, etc.

Sin embargo, el campo mas conocido en acústica es el campo de ondas planas. Su utilidad se basa en que las ecuaciones acústicas obtenidas a partir de ellos son muy sencillas, y en muchos casos los resultados son aplicables, con ciertos ajustes, a otros tipos de propagación de ondas acústicas. Las principales características de los campos acústicos con propagación planar son que las señales de presión del sonido y la velocidad de partícula están en fase y que la distribución de presión es uniforme en cualquier punto del área transversal a la dirección de propagación. A una onda acústica que se propaga con estas condiciones se le denomina *onda plana progresiva*.

Para generar ondas planas se recurre a diferentes medios. Uno de ellos es montar una fuente acústica en campo libre, y alejarse suficientemente de ella. Los frentes de onda sonora emitidos por la fuente a una distancia grande pueden ser considerados ondas planas. Otra técnica muy empleada es colocar la fuente acústica dentro de un ducto de paredes rígidas y asegurarse que emita sonidos de frecuencia menor a la frecuencia de corte [Apéndice A]. En tales condiciones puede asegurarse que se propagan solamente frentes de onda plana.

Impedancia acústica específica.- La impedancia acústica específica es un valor dependiente del medio de propagación del campo sonoro. Es, por así decirlo, la oposición que presenta el medio a la propagación del sonido. En general es una cantidad compleja y puede expresarse como:

$$z = \frac{p(t)}{u(t)} = r + jx \quad \dots(1.3)$$

A r se le denomina resistencia acústica específica y a x reactancia acústica específica del medio.

Sin embargo, para ondas planas progresivas la parte imaginaria o reactiva desaparece y se tiene que :

$$z = \rho_0 c = r \quad \dots(1.4)$$

donde ρ_0 es la densidad del medio y c es la velocidad de propagación del sonido. En esta situación, a z se le denomina *impedancia característica* (resistencia) del medio.

Intensidad acústica instantánea.- La rapidez instantánea con que una partícula de fluido efectúa trabajo por unidad de área en una partícula adyacente es conocida como intensidad acústica instantánea (también llamada intensidad instantánea de sonido). Es una cantidad vectorial y puede expresarse como:

$$I(t) = p(t)u(t) \quad \dots(1.5)$$

Las dimensiones en que se mide son energía por segundo por unidad de área (W/m^2). En cualquier punto de un campo sonoro, la intensidad instantánea expresa la magnitud y dirección instantánea del flujo de energía.

Intensidad acústica.- En la práctica, resulta más útil conocer el valor promedio del flujo de energía que el valor instantáneo. Esto es particularmente cierto cuando estamos interesados en la cantidad total de energía que emite una fuente o para determinar si distintos estímulos sonoros son igualmente intensos. Debido a ello, la intensidad instantánea de sonido es raramente útil en los análisis acústicos. En su lugar, se prefiere estimar la intensidad acústica. La definición formal de la intensidad acústica o del sonido es el vector del promedio temporal del flujo neto de energía de sonido a través de un área unitaria en la dirección perpendicular a dicha área (Nótese el parecido con la definición de la intensidad del campo electromagnético). Las dimensiones son energía por segundo por unidad de área (W/m^2).

$$I = \langle I(t) \rangle_t = \frac{1}{t} \int_0^t p(t)u(t) dt \quad \dots(1.6)$$

Para el caso particular de una onda plana propagándose a lo largo de un eje, con impedancia acústica real (sin parte reactiva), de tal manera que la presión acústica y la velocidad de partícula estén en fase, se tiene que la magnitud de la intensidad del sonido puede simplificarse a la siguiente ecuación:

$$I = \frac{\mathbf{p}^2}{\rho_0 c} \quad \dots(1.7)$$

donde \mathbf{p} es el valor cuadrático medio (rms) de $p(t)$

En esta aproximación, la intensidad del sonido es proporcional al cuadrado del valor rms de la presión del sonido, el cual puede ser medido por un simple micrófono. De hecho, la mayoría de los equipos para medir la intensidad acústica se basan en esta expresión, es decir, solo miden la presión sonora (sonómetro). En la práctica la intensidad del sonido no debe ser estimada así, ya que, en general, la intensidad del sonido no está relacionada únicamente con la amplitud de la presión sonora. Es necesario recurrir a la expresión original de la intensidad del sonido, estimar simultáneamente la presión sonora y la velocidad de partícula, y promediar en el tiempo el producto de ambas. Esto requiere emplear dispositivos más complicados que un simple micrófono.

El dispositivo objeto del presente trabajo es capaz, con ciertas restricciones, de sensar los valores de presión y velocidad de partícula directamente, y por tanto, estimar fielmente la intensidad acústica.

1.2 PRINCIPIOS DE LA CANCELACIÓN DE RUIDO

Los principios en que se basa la cancelación de ruido no son nuevos. Ya en el siglo XVIII, el físico inglés Thomas Young fundó las bases al dar a conocer al mundo su famoso experimento de interferencia [11][12]. En éste, hizo pasar un haz de luz a través de dos finas rendijas paralelas perforadas sobre una delgada lámina opaca. Al poner una pantalla detrás, se forma lo que se conoce como patrón de interferencia: una sucesión de franjas luminosas y oscuras ocasionadas por la superposición constructiva y destructiva de ondas. Ver figura I.1

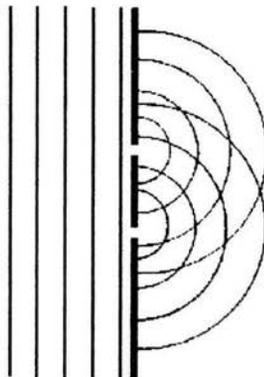


Figura I.1 Experimento de interferencia de ondas de Young.

En la interferencia destructiva, si dos ondas idénticas pero defasadas entre ellas coinciden en el mismo punto del espacio, éstas se anulan mutuamente. Tomando a una como referencia, la otra recibe comúnmente el término de "antiseñal" debido a que tiene la capacidad de cancelar a la primera. Sin embargo, a diferencia del experimento de Young, en el caso de ondas sonoras y en particular de la cancelación de ruido, no nos interesa crear zonas de ruido y zonas de silencio de manera alternada, sino crear "sombras acústicas" a partir de cierto punto en particular. Podemos entender a las "sombras acústicas" como regiones continuas dentro del campo sonoro en donde no se percibe estímulo acústico de la fuente, Sorprende saber que aún antes del primer

transistor se tenían contempladas técnicas para lograr esto. En la figura 1.2 se reproduce un fragmento de la solicitud de patente hecha por el alemán Paul Lueg en 1934. En ella, el inventor plantea la posibilidad de diseñar un dispositivo eléctrico, marcado con la letra **V**, que recogiera la señal de la fuente de ruido senoidal **A** en el punto **M** y que permitiera inyectarla en el punto **L**, de tal manera que ocurriese una interferencia destructiva (asume que la técnica es aplicable también a señales no senoidales). Más abajo plantea la situación en que la fuente **A** corresponde a una fuente puntual con emisión radial de sonido. Si el dispositivo **V** es lo suficientemente rápido para generar la "anti-señal", puede suponerse que en el punto **L** se iniciará una "sombra acústica" a partir del cual no se escuchará a la fuente **A**.

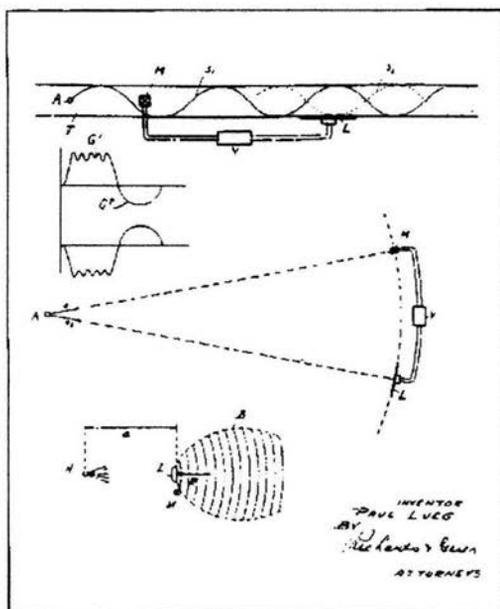


Figura 1.2 Detalle de la patente de Paul Lueg para cancelación de ruido solicitada en 1934.

1.3 CONFIGURACIONES ACTUALES DE CANCELACIÓN DE RUIDO

La cancelación de ruido en ductos ha sido uno de los temas preferidos por los expertos en procesamiento de señales acústicas [8][13][14][15]. Esto es debido a varias razones, entre las que figuran el empleo masivo de ductos de ventilación en industrias y oficinas, la relativa lentitud de velocidad de propagación del sonido (idónea para que los algoritmos tengan el tiempo para ejecutarse) y la propagación plana a bajas frecuencias de las ondas acústicas dentro de ellos. Todas estas condiciones han propiciado un gran número de investigaciones sobre el tema, pudiéndose encontrar diversas configuraciones que van desde lo poco eficientes pero prácticas, hasta las implementaciones que caen en el puro contexto teórico, pues la realización práctica resulta excesivamente lenta, inaplicable o costosa [6] [16].

Dentro de las implementaciones actuales que resultan prácticas, se tienen dos grandes agrupaciones: El control pasivo (Passive Noise Control PNC) y el control activo de ruido (Active Noise Control ANC) [17]. El control pasivo de ruido se basa en el empleo de materiales absorbentes de la energía sonora, y es efectivo y económico en el amortiguamiento de ruido de alta frecuencia. Sin embargo, esta técnica se vuelve impráctica para cancelar el ruido industrial, comprendido principalmente por señales de ruido en el intervalo de 50 a 250 Hz, ya que requiere de materiales muy voluminosos y pesados.

El control activo de ruido utiliza "antiseñales", las cuales están basadas en el modelo matemático del recinto para interferir destructivamente el ruido. Esta técnica tiene por ventajas el ser particularmente efectiva en bajas frecuencias y que reduce la pérdida de energía de las máquinas, que se da con el control pasivo al interferir en los ductos de respiración o escape de ellas. El inconveniente fue por muchos años el de que la tecnología disponible para generar la "antiseñal" era muy rudimentaria.

Actualmente, los circuitos integrados representan la espina dorsal de la revolución tecnológica. Es gracias a ellos que las técnicas de control activo han ido progresivamente mejorándose. Además, en años recientes, se han descubierto mayores bondades de los circuitos digitales que de los analógicos, por lo que estos últimos rara vez se utilizan en cancelación de ruido.

Hoy día se reconocen tres grandes subdivisiones dentro del control activo de ruido: el control retroalimentado, el control prealimentado y la combinación de ambos [5].

Supóngase que se tiene una señal de ruido s , una planta o sistema representado por el bloque P (trayectoria primaria de control) y una señal de salida d , que es la señal resultante del ruido al pasar por la planta.

El control retroalimentado (feedback control), ver figura 1.3, utiliza una señal de retroalimentación u que se suma con la señal a controlar d . Esta señal de retroalimentación es generada a partir de la señal de error e e resultante de la interferencia de d y u , aplicada a una función de control H (adaptable en la mayoría de los casos). En todo momento se pretende que la señal de error e tienda a cero. El bloque G representa el la trayectoria secundaria, es decir, la función de transferencia de los dispositivos empleados en el sistema de control (retardos, cables, altavoces, etc.) Su principal ventaja es que no requiere de otra entrada que no sea la señal de error, es decir, no es necesario conocer la señal de ruido s para cancelarla. La desventaja que presenta es que solo puede minimizar ruido en un intervalo muy pequeño de frecuencias, debido a que no es muy estable [18].

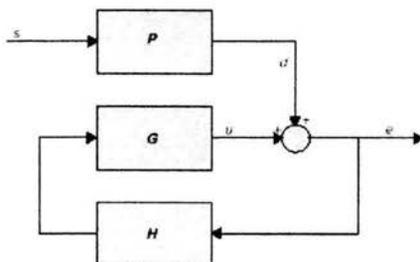


Figura 1.3 Diagrama a bloques de un sistema de control retroalimentado.

El control prealimentado (feedforward control), ilustrado en la figura 1.4, pretende corregir el problema de origen, y para cancelar la señal de error e utiliza "anti-ruido", que es una señal correlacionada con el ruido original s , para cancelar éste. En la figura R representa la trayectoria de referencia (comúnmente la adecuación de la señal de ruido original) y T el bloque de control activo. Tiene el inconveniente de que necesitamos conocer la señal de ruido a cancelar, así como el de ser susceptible a retroalimentación en la trayectoria primaria P , que puede ocasionar sobreexposición e incluso inestabilidad. Tiene la ventaja que, pese a lo antes dicho, es más fácil de estabilizar y puede trabajar sobre un amplio intervalo de frecuencias [17].

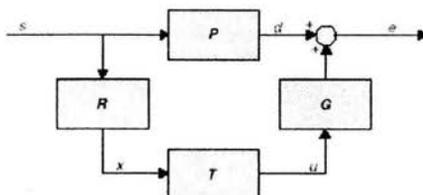


Figura 1.4 Diagrama a bloques de un sistema de control prealimentado

Finalmente, varios investigadores han empleado una combinación de ambas técnicas, conocida como control retro/prealimentado (feedback/feedforward control), que pretende explotar lo mejor de las dos anteriores [5][7]. Tiene el inconveniente, sin embargo, que complica mucho la implementación electrónica, por lo que muchas veces se limitan a simular su comportamiento en computadoras, ver figura I.5.

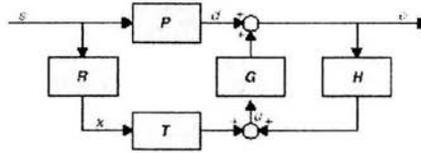


Figura I.5 Diagrama a bloques de un sistema de control retro-prealimentado.

En el caso de cancelación de ruido en ductos, se ha demostrado que el control prealimentado ofrece mayores ventajas sobre el retroalimentado, razón por la cual es éste el que se maneja en las secciones siguientes [6].

CONFIGURACIONES DE CANCELACIÓN POR CONTROL PREALIMENTADO

Sea un ducto con una fuente primaria de ruido en un extremo (para facilitar el análisis consideremos el izquierdo siempre) y el otro abierto. La configuración de cancelación más sencilla corresponde a un micrófono y un altavoz de control (éste último conocido como fuente secundaria) dispuestos a lo largo del tubo, tal y como se ilustra en la figura I.6:

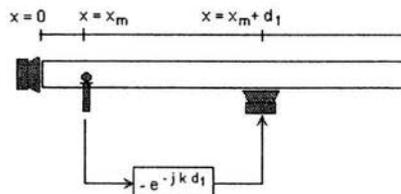


Figura I.6 Configuración de cancelación con un micrófono de sensado y un altavoz de control.

Esta configuración se basa en los principios de interferencia destructiva de ondas. Así, la señal captada por el micrófono de sensado es invertida (cambiada de signo) y retrasada un intervalo de tiempo d/c igual al que le toma a la onda original el viajar del punto x_m al punto $x_m + d$ (k se conoce como número de onda y se define en el capítulo II, ecuación II.23). En la posición $x_m + d$ se "inyecta" al tubo la señal retrasada del micrófono, anulando a la onda viajera original de ruido.

En el análisis de sistemas se recurre cotidianamente al empleo de diagrama de bloques para representar de un modo más sencillo un sistema dado. En nuestro caso, el bloque entre el micrófono y el altavoz recibe el nombre de "función de transferencia" y representa la relación existente entre la señal de salida y la señal de entrada. Esta función de transferencia es comúnmente representada en el dominio de la frecuencia, debido a su facilidad de análisis. Así, la expresión $-e^{-jkd}$, representa precisamente la inversión en signo y retraso en un tiempo d/c de la señal de entrada al bloque.

El algoritmo de cancelación de esta configuración se limita a la implementación del retraso de la señal captada por el micrófono, tal como lo muestra el bloque (a veces también llamado "filtro") entre el micrófono y el altavoz de control. Dado que no es necesario trabajar en el dominio de la frecuencia, dicho defasamiento es fácilmente implementado en dispositivos electrónicos digitales o analógicos en tiempo real, lo que hizo que este algoritmo fuera muy popular (cabe señalar que se asume que la velocidad de propagación del sonido en el aire se mantiene siempre constante, cosa que no ocurre en la realidad).

Desde su aparición, sin embargo, varios autores han detectado fallas en este algoritmo: si bien la señal de la onda acústica en posiciones del tubo mayores que $x_m + d$ podría ser casi anulada (en situaciones ideales), las condiciones acústicas dentro del tubo en todas las posiciones anteriores son seriamente modificadas, dado que en realidad, la introducción de la señal de la fuente secundaria anula la componente derecha de la señal sensada (que era en sí la idea original del sistema), pero también la refleja hacia la dirección de la fuente primaria. Esta reflexión es causada por el cambio de impedancia en el punto donde se encuentra la fuente secundaria, resultado de mantener a la fuente en una presión de sonido nula enfrente de ella. Esta reflexión origina ondas estacionarias entre los puntos $x = 0$ y $x = x_m + d$, que se retroalimentan al micrófono de sensado, originan señales de error a la salida del tubo, demandan más energía, y propician condiciones de sobrepresión dentro del tubo, que puede incluso generar ruido por la vibración de éste.

Debido a esto, varios investigadores sugirieron una topología diferente [4][19]. En lugar de utilizar una sola fuente de control secundaria, emplearon un arreglo lineal de éstas. La novedad resulta en que el arreglo es capaz de generar ondas acústicas en una sola dirección dentro del tubo, y no en ambas, como lo hacía una sola fuente secundaria. Esto se logra con un procedimiento análogo al empleado con un micrófono y una fuente: La señal de salida de la fuente secundaria de control 2 es invertida, retardada el tiempo necesario y alimentada a la fuente secundaria 1, cancelando todo sonido de control a la izquierda del arreglo. Ver figura I.7.

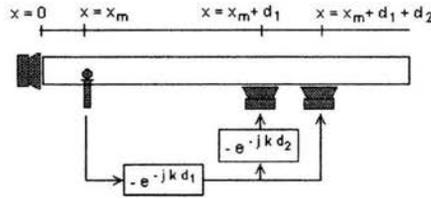


Figura 1.7 Configuración de cancelación con un micrófono de sensado y dos altavoces de control.

Esta configuración, cuando está correctamente ajustada, realmente "absorbe" la onda de sonido de la fuente original, en lugar de reflejarla. Esto quiere decir que en el tramo comprendido entre $x=0$ y $x=x_m+d_1$ sólo estará presente la señal de la fuente de ruido y desde $x=x_m+d_1+d_2$ en adelante no se presentará señal alguna. El único problema que presenta es el ajustar el arreglo de fuentes de control. En primer lugar surge el hecho de que dadas las dimensiones de los altavoces relativamente grandes, el arreglo geométrico formado con ellos no puede tener una separación d_2 menor que el diámetro de uno de ellas y que no podrá actuar (en el sentido positivo, según nuestra referencia) con señales acústicas cuya semilongitud de onda sea un múltiplo de tal distancia (en otras palabras, el arreglo no podrá cancelar ondas acústicas de ruido con frecuencia tal que $d_2 \leq \lambda/2$ ó $kd_2 \geq \pi$). El intervalo de frecuencias sobre el cual este arreglo puede ser utilizado para control activo es, por lo tanto, limitado.

Puede observarse que la implementación del algoritmo involucra únicamente una etapa más de retraso, lo que permite emplear las mismas tecnologías empleadas en la configuración anterior.

Algunos investigadores observaron que si bien las características de cancelación de ruido son substancialmente superiores, podían obtenerse mejoras si en lugar de enfocarse a cancelar la señal de control "rio arriba" y limitar el rango de frecuencias de control "rio abajo", sería más provechoso pensar en sentido inverso, es decir, cancelar todo ruido que sale del ducto y controlar limitadamente la señal de control que se generaba en la dirección izquierda [7]. Esto involucra algunas modificaciones a la implementación de los retardos, así como el requerir de un micrófono de sensado del error a la salida del ducto, según se muestra en la figura 1.8.

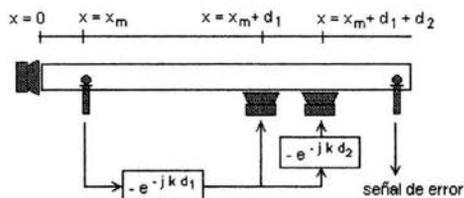


Figura 1.8 Configuración con un micrófono de sensado, uno de error y dos altavoces de control.

Esto, que representa teóricamente una cancelación de ruido a toda frecuencia (siempre y cuando se propaguen ondas planas dentro del tubo), involucra considerar la señal de error del nuevo micrófono en el algoritmo, para lograr una cancelación total, lo que requerirá más capacidad de procesamiento. Además, el hecho de que para algunas frecuencias, la señal de control río arriba no es nula, implica que dicha señal se retroalimentará en el micrófono de sensado 1 y generará, aunque menos drásticos, los mismos efectos que se presentaban en la situación de un solo micrófono y una sola fuente. En la mayoría de los casos estos efectos se traducen en inestabilidades del algoritmo, que aunque pueden compensarse por diferentes medios, resultan muy molestos fuera de las condiciones controladas de un laboratorio.

Por ello, los siguientes desarrollos plantearon como necesario incluir también un arreglo de micrófonos de sensado que pudiese discriminar entre la onda acústica viajando en dirección positiva (que es en sí la señal de ruido a controlar) y la correspondiente viajando en dirección negativa (la señal de control no deseada que se propaga en dirección a la fuente). De este modo, puede minimizarse la señal de control que se retroalimenta dentro de la señal de entrada del sistema.

Diversos artículos han encontrado mejoras significativas con la introducción de dicho arreglo, principalmente en lo concerniente a la cancelación de ondas estacionarias en el tramo entre la fuente y el arreglo de altavoces [4] [7]. En la mayoría de los casos, este arreglo consta únicamente de dos micrófonos direccionales (privilegian el sensado en una dirección específica) montados espalda-con-espalda. El primer micrófono es el encargado de sensar la señal de ruido que viaja por el ducto, y el segundo para evaluar la cancelación de ondas hacia la izquierda del arreglo de altavoces, tal y como se presenta en la figura 1.9.

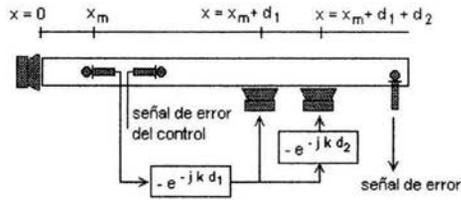


Figura 1.9 Configuración con dos micrófonos de discriminación, uno de error y dos altavoces de control.

El empleo de esta clase de micrófonos resulta una solución rápida, pero tienen el inconveniente de ser más costosos y de no poder discriminar del todo presiones sonoras viajando en sentido inverso. Un valor típico de discriminación de un micrófono direccional es de por lo menos 15 dB sobre todo el intervalo de frecuencias de operación, pero no es constante [20]. Resulta interesante encontrar artículos cuyos autores se preocupan por obtener una reducción al ruido en un ducto de entre 20 y 40 dB y aceptan niveles de discriminación de micrófonos de 10 dB [7]. Aún con la introducción del arreglo de discriminación reportan efectos de inestabilidad del controlador dependiendo de los coeficientes de reflexión de los extremos del tubo (acentúa la retroalimentación) y la posición de los micrófonos.

Si garantizamos que ninguna señal de control sea captada en el dispositivo de sensado de la fuente de ruido primaria (micrófono izquierdo en la figura 1.9), y que ninguna señal de la fuente de ruido primaria será captada por el dispositivo de sensado de la señal de error del arreglo del control, el diseño del filtro adaptivo de cancelación resulta relativamente sencillo, ya que solo tendría que minimizar en lo posible las señales de error captadas por los micrófonos de señal de error a la salida del ducto y señal de error del control río arriba (hacia la fuente de ruido).

El uso de micrófonos direccionales, como mencionamos anteriormente, no garantiza la cancelación de las trayectorias de retroalimentación, además de que son restrictivos en cuanto a su precio. Aunque a un nivel muy inferior, aún captan señales viajando en sentido contrario a la superficie de su cara frontal y este nivel varía con la frecuencia. A todo esto debe adicionarse el hecho de que las funciones de transferencia entre la entrada del ruido y la salida en una posición x cualquiera sobre un ducto son mucho más complicadas que simples retardos, varían con las condiciones atmosféricas, y son específicas para cada tubo.

Por todo lo anterior, concluimos que el mejor desempeño en la cancelación activa de ruido es el de la configuración mostrada en la figura 1.9, pero reconocemos que mejora substancialmente si logramos discriminar de una manera sencilla y eficiente las señales viajando en uno y otro sentido presentadas por los micrófonos de control. Aunque el alcance del presente proyecto no incluye un caso práctico de cancelación de ruido, sí abarca experimentos en donde la discriminación es lograda, tal como se verá en el capítulo IV.

1.4 REQUERIMIENTOS DE IMPLEMENTACIÓN

En general, cada uno de los circuitos de cancelación descritos puede descomponerse en sencillos filtros de retardo. Estos filtros pueden implementarse con diversas técnicas electrónicas, ya sea del tipo analógica o digital. En un principio, dadas las limitaciones tecnológicas, los investigadores recurrieron al empleo de circuitos analógicos para la implementación de los filtros de retardo. Sin embargo, al irse complicando la estructura de los circuitos de cancelación, el empleo de técnicas analógicas ha caído un poco en desuso, dada la complejidad de su implementación y susceptibilidad a errores. Aún así, podemos encontrar interesantes implementaciones electrónicas analógicas, basadas en amplificadores operacionales lineales, que emulan la solución del sistema de ecuaciones representativo del sistema [21].

Actualmente, gracias a la aparición y rápida evolución de los procesadores digitales de señales (DSPs) tenemos medios para analizar y manejar las señales en "tiempo real", lo que permite manipularlas inmediatamente después a su generación y/ o durante su propagación. Las áreas en las que tradicionalmente se les ha empleado son comunicaciones, instrumentación, manejo de imágenes y video, reconocimiento de patrones y acústica. Los investigadores han adoptado a estos dispositivos como parte de sus experimentos, dando lugar a implementaciones de algoritmos cada vez más complejos.

El procesamiento digital de señales basa sus algoritmos principalmente en el análisis de las señales en el dominio de la frecuencia discreta, lo que permite efectuar operaciones matemáticas de una manera más eficiente y rápida. No obstante, los algoritmos resultantes requieren de un análisis muy complejo del comportamiento de cada uno de los elementos utilizados, tales como las características físicas del ducto, respuesta del micrófono, de las fuentes, tipos de ruido, etc. Todo esto hace muy tedioso el ajustar los algoritmos a situaciones particulares así como estabilizarlos ante condiciones ambientales diferentes a las del laboratorio.

Por esta razón, en los sistemas de control de ruido se ha optado por emplear técnicas de adaptación activa. En lugar de calcular el controlador óptimo en el dominio de la frecuencia, es más recomendable calcular directamente su respuesta en el dominio del tiempo mediante algoritmos adaptivos. El problema se reduce a encontrar un filtro adaptivo óptimo en el dominio del tiempo que haga converger la salida del algoritmo a presentar señales de error mínimas, pese a presencias de retroalimentaciones. Sin embargo, no es un problema trivial, ya que son precisamente las retroalimentaciones las que causan que la estabilización de los algoritmos sea un verdadero reto.

CAPÍTULO II

Teoría de la sonda de dos micrófonos

II.1 INTRODUCCIÓN

El multímetro acústico se basa en una técnica usual de instrumentación para medir la intensidad acústica utilizando dos micrófonos, originalmente desarrollada por el profesor Frank J. Fahy de la universidad de Southampton, Inglaterra [1] [2] [3]. Una de las ideas básicas del método consiste en el uso de una sonda, compuesta de un arreglo de dos micrófonos, para obtener la velocidad de partícula, además de la misma presión sonora. Esta técnica reconoce la imposibilidad de inferir la intensidad acústica a partir de la señal sensada por un único micrófono, en particular en presencia de campos sonoros reactivos.

La contribución del director de tesis, Dr. Felipe Orduña Bustamante, es la de elaborar un algoritmo estabilizado basado en el mismo principio, pero que además permite conocer las componentes de onda viajera de la onda sonora, discriminando las que viajan en uno y otro sentido [25][26]. Aunque la discriminación de ondas viajeras ha sido ampliamente estudiada y es fácilmente obtenible con circuitos de retardo analógicos o micrófonos direccionales [7][21], lo novedoso del algoritmo radica en que se hace una síntesis de ambas ideas, y prácticamente con la misma estructura de procesamiento, pueden obtenerse tanto señales acústicas como señales de discriminación. La "elegancia" del algoritmo radica en su sencillez y facilidad de implementación, tanto con circuitos digitales como analógicos, como se demuestra en otro trabajo de tesis [21]. A continuación se presentan las expresiones matemáticas que rigen la operación del multímetro acústico

11.2 ECUACIONES DE CAMPO ACÚSTICO

El análisis matemático del sonido a bajas frecuencias dentro de un ducto es relativamente fácil. Esto es debido a que puede asumirse, aproximadamente, que para frecuencias menores que

$$f = c / (2D) \quad \dots(11.1)$$

donde D es el diámetro del tubo y c es la velocidad del sonido, la propagación dentro del ducto es planar, lo que reduce el problema a un análisis unidimensional [Apéndice A].

Cuando una onda de sonido se propaga en un medio, provoca en éste pequeñas variaciones de temperatura, densidad y presión. Las partículas del medio se ven obligadas a moverse (oscilar) ligeramente alrededor de su punto original de reposo, propagando esta energía a las partículas adyacentes favoreciendo de este modo su transmisión. Usualmente suele representarse al sonido en términos de la variación de presión (alrededor de la presión estática) y la velocidad de partículas del medio que origina. En el caso unidimensional, y en ausencia de fuentes de sonido cercanas, una onda acústica de baja amplitud (régimen lineal) puede ser representada por el siguiente par de ecuaciones:

$$\frac{1}{c^2} \frac{\partial p}{\partial t} + \rho \frac{\partial u}{\partial x} = 0 \quad \dots(11.2)$$

$$\rho \frac{\partial u}{\partial t} + \frac{\partial p}{\partial x} = 0 \quad \dots(11.3)$$

donde ρ es la densidad del fluido.

La solución de d'Alembert indica que la presión y la velocidad en un punto cualquiera es resultado de la suma de ondas acústicas viajando en uno y otro sentido. Introduciendo al eje x como referencia, la presión y la velocidad de la partícula del medio quedan descritas por las siguientes ecuaciones, en función de la posición x y el tiempo t , que satisfacen a (11.2) y a (11.3) como soluciones:

$$p(x,t) = a(t - x/c) + b(t + x/c) \quad \dots(11.4)$$

$$u(x,t) = (1/\rho c) [a(t - x/c) - b(t + x/c)] \quad \dots(11.5)$$

donde a representa la presión de la onda acústica viajando en sentido positivo del eje y b es la onda viajando en sentido negativo.

Para nuestros propósitos, es conveniente manejar (II.4) y (II.5) en términos de x y de la frecuencia angular ω , para lo cual desarrollaremos una expresión genérica.

Sea una onda de sonido armónica, de frecuencia angular ω_0 y amplitud K_g , cuya función en el tiempo está dada por g :

$$g(x, t) = K_g \cos(\omega_0 t + \theta) \quad \dots(\text{II.6})$$

El hecho de considerar a g también en función de x se basa en asumir que, por ejemplo, K_g y θ sean a su vez función exclusivamente de la distancia.

La descripción de $g(x, t)$ en el dominio de la frecuencia la obtenemos con la transformada de Fourier:

$$G(x, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} g(x, t) e^{-j\omega t} dt \quad \dots(\text{II.7})$$

Sustituyendo (II.6) en su forma exponencial y utilizando la identidad $\int_{-\infty}^{\infty} e^{\pm jkx} dx = 2\pi\delta(x)$ obtenemos

$$G(x, \omega) = \pi K_g \left\{ e^{j\theta} \delta(\omega - \omega_0) + e^{-j\theta} \delta(\omega + \omega_0) \right\} \quad \dots(\text{II.8})$$

La transformada inversa de Fourier nos proporciona la descripción de $G(x, \omega)$ nuevamente en el dominio del tiempo:

$$g(x, t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(x, \omega) e^{j\omega t} d\omega \quad \dots(\text{II.9})$$

sustituyendo (II.8)

$$g(x, t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \pi K_g \left\{ e^{j\theta} \delta(\omega - \omega_0) + e^{-j\theta} \delta(\omega + \omega_0) \right\} e^{j\omega t} d\omega \quad \dots(\text{II.10})$$

$$g(x, t) = K_g \left[\frac{1}{2} \left(e^{j(\omega t + \theta)} + e^{-j(\omega t + \theta)} \right) \right] = \text{Re} \left\{ K_g e^{j\theta} e^{j\omega t} \right\} = K_g \cos(\omega t + \theta) \quad \dots(\text{II.11})$$

Esto se puede escribir de la siguiente forma:

$$g(x,t) = \operatorname{Re}\{Ge^{j\omega t}\} \quad \dots(\text{II.12})$$

donde G es la llamada **amplitud compleja** y esta dada por la siguiente expresión:

$$G = K_g e^{j\theta} \quad \dots(\text{II.13})$$

Nótese que la amplitud compleja está implícita en la transformada de Fourier $G(x,\omega)$, ecuación (II.8). Aplicando estos resultados en las ecuaciones (II.4) y (II.5) obtenemos

$$p(x,t) = \operatorname{Re}\{Pe^{j\omega t}\} \quad \dots(\text{II.14})$$

$$u(x,t) = \operatorname{Re}\{Ue^{j\omega t}\} \quad \dots(\text{II.15})$$

Estas expresiones son muy importantes, ya que indican claramente que la presión y velocidad de partícula en el tiempo pueden representarse por ecuaciones en función de ω .

Al derivar ambas con respecto a t obtenemos:

$$\frac{dp(x,t)}{dt} = \operatorname{Re}\{j\omega Pe^{j\omega t}\} \quad \dots(\text{II.16})$$

$$\frac{du(x,t)}{dt} = \operatorname{Re}\{j\omega Ue^{j\omega t}\} \quad \dots(\text{II.17})$$

Al sustituir estas expresiones dentro del sistema de ecuaciones (II.2) y (II.3), obtenemos las siguientes ecuaciones en términos de las amplitudes complejas P y U :

$$\frac{dU}{dx} + (1/\rho c^2)j\omega P = 0 \quad \dots(\text{II.18})$$

$$\frac{dP}{dx} + (\rho)j\omega U = 0 \quad \dots(\text{II.19})$$

ecuaciones de donde podemos proponer las soluciones válidas siguientes:

$$P = Ae^{-jkx} + Be^{+jkx} \quad \dots(\text{II.20})$$

$$U = (1/\rho c)[Ae^{-jkx} - Be^{+jkx}] \quad \dots(\text{II.21})$$

donde

$$k = \omega / c \quad \dots(\text{II.22})$$

Estas representan las amplitudes complejas de la presión de sonido P y la velocidad de partícula U , constituidas por la superposición de ondas planas viajando en sentidos opuestos. Aquí k es referido como el número de onda y A y B son las amplitudes complejas de las ondas viajando en las direcciones positiva y negativa respectivamente.

II.3 DETECCIÓN

II.2.1 Detección Analógica

Las amplitudes complejas de la presión de una onda de sonido recogidas por dos micrófonos ubicados en las posiciones x_1 y x_2 respectivamente, pueden obtenerse de la ecuación (II.20):

$$P_1(\omega) = P \Big|_{x=x_1} = Ae^{-jkx_1} + Be^{+jkx_1} \quad \dots(\text{II.23})$$

$$P_2(\omega) = P \Big|_{x=x_2} = Ae^{-jkx_2} + Be^{+jkx_2} \quad \dots(\text{II.24})$$

Consideremos que los micrófonos se encuentran separados una distancia 2δ y que ubicamos, para facilitar el análisis, el origen del sistema coordenado en el punto intermedio de ambos. Así, $x_1 = -\delta$, $x_2 = +\delta$, y entonces

$$P_1(\omega) = Ae^{+j\omega\tau} + Be^{-j\omega\tau} \quad \dots(\text{II.25})$$

$$P_2(\omega) = Ae^{-j\omega\tau} + Be^{+j\omega\tau} \quad \dots(\text{II.26})$$

donde $\tau = \delta / c$ es el tiempo que le toma al sonido en recorrer la distancia radial del arreglo. Resolviendo el sistema de ecuaciones para $A(\omega)$ y $B(\omega)$, obtenemos:

$$A(\omega) = \frac{P_1 e^{-j\omega\tau} - P_2 e^{-3j\omega\tau}}{1 - e^{-4j\omega\tau}} \quad \dots(\text{II.27})$$

$$B(\omega) = \frac{P_2 e^{-j\omega\tau} - P_1 e^{-3j\omega\tau}}{1 - e^{-4j\omega\tau}} \quad \dots(\text{II.28})$$

Combinando las ecuaciones (II.23) (II.24) (II.27) y (II.28), podemos obtener las expresiones de las amplitudes complejas de la presión y la velocidad de partícula al centro del arreglo de micrófonos ($x=0$):

$$P(\omega) = \frac{P_1 e^{-j\omega\tau} + P_2 e^{-j\omega\tau}}{1 + e^{-2j\omega\tau}} \quad \dots(\text{II.29})$$

$$U(\omega) = \frac{1}{\rho c} \frac{P_1 e^{-j\omega\tau} - P_2 e^{-j\omega\tau}}{1 - e^{-2j\omega\tau}} \quad \dots(\text{II.30})$$

Estas últimas ecuaciones (II.27), (II.28), (II.29) y (II.30), nos proporcionan la amplitud compleja de las cantidades $A(\omega)$, $B(\omega)$, $P(\omega)$ y $U(\omega)$ en función de las señales $P_1(\omega)$ y $P_2(\omega)$, sensadas por los micrófonos. Transformándolas al dominio del tiempo continuo (recordemos que los términos $\exp(-j\omega\tau)$ se mapean a un retardo τ), obtenemos las siguientes ecuaciones recursivas:

$$a(t) = p_1(t - \tau) - p_2(t - 3\tau) + a(t - 4\tau) \quad \dots(\text{II.31})$$

$$b(t) = p_2(t - \tau) - p_1(t - 3\tau) + b(t - 4\tau) \quad \dots(\text{II.32})$$

$$p(t) = p_1(t - \tau) + p_2(t - \tau) - p(t - 2\tau) \quad \dots(\text{II.33})$$

$$u(t) = (1/\rho c) [p_1(t - \tau) - p_2(t - \tau) + u(t - 2\tau)] \quad \dots(\text{II.34})$$

Estas ecuaciones son exactas y pueden ser implementadas (con ligeras modificaciones) usando simplemente amplificadores operacionales y circuitos de retardo analógicos.

Cuando la frecuencia angular de las señales involucradas sea suficientemente baja, podemos considerar la aproximación siguiente:

$$e^{-j\omega\tau} \Big|_{\omega\tau \ll 1} = \cos \omega\tau - j \text{sen } \omega\tau \Big|_{\omega\tau \ll 1} \approx 1 - j\omega\tau \quad \dots(\text{II.35})$$

Resultado que simplifica las expresiones anteriores a las siguientes:

$$A(\omega) \approx (1/2) \left[P_2(\omega) + \frac{P_1(\omega) - P_2(\omega)}{2j\omega\tau} \right] \quad \dots(\text{II.36})$$

$$B(\omega) \approx (1/2) \left[P_1(\omega) - \frac{P_1(\omega) - P_2(\omega)}{2j\omega\tau} \right] \quad \dots(\text{II.37})$$

$$P(\omega) \approx (1/2) [P_1(\omega) + P_2(\omega)] \quad \dots(\text{II.38})$$

$$U(\omega) \approx (1/\rho c) \left[\frac{P_1(\omega) - P_2(\omega)}{2j\omega\tau} \right] \quad \dots(\text{II.39})$$

En este caso, las relaciones involucran la función de transferencia $1/j\omega$ que corresponde a la integración en el dominio del tiempo, lo cual implica prescindir del uso de circuitos de retardo (que pueden resultar imprecisos) y emplear únicamente amplificadores operacionales para una implementación práctica.

II.2.2 Detección Digital

Aunque la implementación de la detección analógica representa una solución sencilla y económica, pudiese presentar una serie de defectos (debidos a la aproximación de bajas frecuencias) que hacen deseable el derivar una técnica similar pero en el tiempo discreto. De esta manera, el algoritmo de recursividad puede ser implementado fácilmente en un DSP, teniendo mucho más control de las variables involucradas en el sistema. El primer paso en la derivación es el de seleccionar una frecuencia de muestreo adecuada. Dado que el algoritmo se fundamenta en el tiempo de propagación del sonido desde el centro del arreglo a uno de los micrófonos $\tau = \delta / c$, es necesario escoger un submúltiplo entero de éste como período de muestreo T_s , tal que:

$$T_s = \frac{\tau}{K_s} = \left(\frac{1}{K_s} \right) \delta / c \quad \dots(\text{II.40})$$

Llamaremos a este número K_s , que jugará el papel de factor de sobremuestreo. Con fines de minimizar los errores, es deseable que K_s sea lo más grande posible, aunque eso estará limitado por la frecuencia de muestreo máxima que soporte el algoritmo y que disponga el DSP. En la práctica, sin embargo, el valor de τ no será constante, ya que la velocidad del sonido varía con la temperatura. Se presume desde ahora (y quedará demostrado en los resultados) que los efectos debidos a esta desviación serán despreciables.

Habiendo elegido a T_s conforme a (II.40), podemos mapear las funciones de transferencia analógicas de retardo como:

$$e^{-j\omega\tau} = e^{-j\omega T_s K_s} = z^{-K_s} \quad \dots(\text{II.41})$$

Retomando las ecuaciones (II.27), (II.28), (II.29) y (II.30), y sustituyendo la identidad anterior con $K_s=1$ (por simplicidad) obtenemos:

$$A(z) = \frac{P_1(z)z^{-1} - P_2(z)z^{-3}}{1 - z^{-4}} \quad \dots(\text{II.42})$$

$$B(z) = \frac{P_2(z)z^{-1} - P_1(z)z^{-3}}{1 - z^{-4}} \quad \dots(\text{II.43})$$

$$P(z) = \frac{P_1(z)z^{-1} + P_2(z)z^{-1}}{1 + z^{-2}} \quad \dots(\text{II.44})$$

$$U(z) = \frac{1}{\rho c} \frac{P_1(z)z^{-1} - P_2(z)z^{-1}}{1 - z^{-2}} \quad \dots(\text{II.45})$$

Que transformando (II.42) y (II.43) al dominio del tiempo resultan:

$$a(n) = p_1(n-1) - p_2(n-3) + a(n-4) \quad \dots(\text{II.46})$$

$$b(n) = p_2(n-1) - p_1(n-3) + b(n-4) \quad \dots(\text{II.47})$$

Ecuaciones que representan el equivalente en el dominio del tiempo discreto de las ecuaciones analógicas (II.31) y (II.32), que proporcionan expresiones recursivas para discriminar la presión de las ondas acústicas viajando en uno y otro sentido en el punto medio del arreglo de micrófonos.

De manera análoga, para la presión y la velocidad de partícula al centro del arreglo obtenemos:

$$p(n) = p_1(n-1) + p_2(n-1) - p(n-2) \quad \dots(\text{II.48})$$

$$u(n) = (1/\rho c)[p_1(n-1) - p_2(n-1)] + u(n-2) \quad \dots(\text{II.49})$$

II.2.3 Detección Digital Estabilizada

La implementación de las ecuaciones (II.46), (II.47), (II.48) y (II.49) en un DSP presenta un problema substancial: las ecuaciones características de las ecuaciones en frecuencia (II.42), (II.43), (II.44) y (II.45), son condicionalmente estables, es decir, tienen polos sobre el círculo unitario en $z = \pm 1, \pm j$. Esto implica que el desconocimiento o la incorrecta estimación en las condiciones iniciales (algunas muestras pasadas) generaría errores a la salida que se propagarían durante todo el cálculo, dando lugar a resultados erróneos e incluso inestabilidad.

En vista de ello, se propone una función de transferencia modificada basada en la ecuación (II.42) (la ecuación (II.43) puede ser tratada de una forma similar):

$$A'(z) = \frac{\alpha(P_1(z)z^{-1} - P_2(z)z^{-3})}{1 - \beta z^{-4}} \quad \dots(\text{II.50})$$

en donde los parámetros α y β , uno en función del otro y comprendidos en el intervalo abierto entre 0 y 1, vienen a fungir como agentes estabilizadores, reflejándose en un nivel de varianza del error y de rapidez de seguimiento en la respuesta respectivamente. En sí la única acción ejercida es la de que α viene a escalar las presiones acústicas sensadas por los micrófonos (mientras mayor sea α menor será la diferencia con la señal real), mientras β obliga a que la magnitud de los polos siempre sea menor que la unidad, alejándolos del círculo unitario y estabilizando el algoritmo. El análisis siguiente tiene por meta el obtener las expresiones que describan los valores óptimos de ambos parámetros.

La transformación de (II.50) al dominio del tiempo nos proporciona la siguiente ecuación recurrente aproximada (estabilizada):

$$a'(n) = \alpha(p_1(n-1) - p_2(n-3)) + \beta a'(n-4) \quad \dots(\text{II.51})$$

procediendo de manera análoga obtenemos

$$b'(n) = \alpha(p_2(n-1) - p_1(n-3)) + \beta b'(n-4) \quad \dots(\text{II.52})$$

Podemos definir una señal de error de seguimiento como la diferencia entre la expresión recursiva exacta (II.46) y la aproximada (II.51)

$$e(n) = a'(n) - a(n) \quad \dots(\text{II.53})$$

Desarrollando los términos de la derecha obtenemos:

$$e(n) = (\alpha - 1)a(n) + (\beta - \alpha)a(n - 4) + \beta e(n - 4) \quad \dots(\text{II.54})$$

lo cual representa un filtro con la siguiente función de transferencia digital:

$$H_e(z) = E(z) / A(z) = \frac{(\alpha - 1) + (\beta - \alpha)z^{-4}}{1 - \beta z^{-4}} \quad \dots(\text{II.55})$$

La estabilidad se obtiene escogiendo un valor de β que mantenga a los polos $z = \pm \beta^{1/4}, \pm j \beta^{1/4}$ dentro del círculo unitario del plano z . Dado que no tenemos criterios para la elección de un valor de β , mas que el de que no sea 0 ni 1, resulta conveniente introducir la expresión de la constante de tiempo de la respuesta del filtro en función de ésta:

$$\beta^{N/4} = e^{-1} \quad \dots(\text{II.56})$$

Así, podemos escoger β en función del número N de muestras que deseamos como constante de amortiguamiento de la respuesta (lo que nos dará un indicio de la velocidad de amarre del algoritmo con las señales de entrada)

$$\beta = e^{-4/N} \approx 1 - 4/N \quad \dots(\text{II.57})$$

donde la aproximación es válida para valores grandes de N .

Queda entonces por resolver la expresión para α . Podemos calcular la varianza de la señal de error como:

$$\frac{\sigma_e^2}{\sigma_a^2} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} |H_e(e^{j\omega T})|^2 d\omega T \quad \dots(\text{II.58})$$

donde σ_a^2 es la varianza de la señal de la onda viajera y $H_e(\exp(j\omega T))$ es la respuesta en frecuencia (el mapeo de la ecuación (II.55) al dominio de la frecuencia continua $j\omega$ sobre el círculo unitario complejo). Sustituyendo (II.41) y (II.55) en (II.58) obtenemos:

$$\frac{\sigma_e^2}{\sigma_a^2} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{u^2 + 2uv \cos(4\theta) + v^2}{1 - 2w \cos(4\theta) + w^2} d\theta \quad \dots(\text{II.59})$$

donde $u = (\alpha - 1)$, $v = (\beta - \alpha)$ y $w = \beta$

Realizando los cálculos respectivos [27] [28] [29] [30], obtenemos

$$\frac{\sigma_e^2}{\sigma_a^2} = \frac{u^2 + 2uvw + v^2}{4(1 - w^2)} \quad \dots(\text{II.60})$$

con ello obtenemos la siguiente expresión para la varianza de la señal de error en términos de α y β .

$$\frac{\sigma_e^2}{\sigma_a^2} = \frac{(\alpha - 1)^2 + 2\beta(\alpha - 1)(\beta - \alpha) + (\beta - \alpha)^2}{4(1 - \beta^2)} \quad \dots(\text{II.61})$$

Considerando que la elección de β puede tener consecuencias no deseadas en la magnitud de la varianza de la respuesta, la elección del valor de α tendrá como criterio el minimizar esta cantidad. Entonces, derivando (II.61) con respecto a α e igualando a cero para minimizar, obtenemos el valor óptimo:

$$\alpha_{opt} = (1 + \beta) / 2 \approx 1 - 2 / N \quad \dots(\text{II.62})$$

valor que sustituyéndolo en la misma ecuación (II.61), nos da la varianza mínima esperada:

$$\frac{\sigma_e^2}{\sigma_a^2} = (1 - \beta) / 2 \approx 2 / N \quad \dots(\text{II.63})$$

esta expresión nos indica que existe un compromiso entre la velocidad de seguimiento deseada y el nivel de la varianza de error esperado, es decir, si el seguimiento de las señales de entrada es rápido, la varianza será grande; y si, por el contrario, el seguimiento es lento, la varianza tenderá a cero.

Procediendo de igual forma, podemos derivar las expresiones para la presión la velocidad de partícula, de (II.44) y (II.45), mapeándolas al dominio del tiempo, obtenemos

$$p(n) = p_1(n-1) + p_2(n-1) + p(n-2) \quad \dots(\text{II.64})$$

$$u(n) = (1/\rho c)(p_1(n-1) - p_2(n-1)) + u(n-2) \quad \dots(\text{II.65})$$

Estas ecuaciones son exactas, al igual que las ecuaciones (II.46) y (II.47), pero, asimismo, son condicionalmente estables. Son propuestos los siguientes filtros modificados:

$$P'(z) = \frac{\alpha_p(P_1(z)z^{-1} + P_2(z)z^{-1})}{1 + \beta_p z^{-2}} \quad \dots(\text{II.66})$$

$$U'(z) = \frac{1}{\rho c} \frac{\alpha_u(P_1(z)z^{-1} - P_2(z)z^{-1})}{1 - \beta_u z^{-2}} \quad \dots(\text{II.67})$$

que a su vez originan las siguientes ecuaciones recurrentes:

$$p'(n) = \alpha_p(p_1(n-1) + p_2(n-1)) - \beta_p p'(n-2) \quad \dots(\text{II.68})$$

$$u'(n) = (\alpha_u/\rho c)(p_1(n-1) - p_2(n-1)) + \beta_u u'(n-2) \quad \dots(\text{II.69})$$

Podemos entonces definir los errores de seguimiento para la presión y para la velocidad:

$$e_p(n) = p'(n) - p(n) = (\alpha_p - 1)p(n) + (\alpha_p - \beta_p)p(n-2) - \beta_p e_p(n-2) \quad \dots(\text{II.70})$$

$$e_u(n) = u'(n) - u(n) = (\alpha_u - 1)u(n) + (\beta_u - \alpha_u)u(n-2) - \beta_u e_u(n-2) \quad \dots(\text{II.71})$$

Estas expresiones corresponden a funciones de transferencia digitales con polos en $z = \pm \beta^{(1/2)}, \pm j\beta^{(1/2)}$. Podemos ubicar a los polos dentro del círculo unitario tal que la respuesta en el tiempo presente una constante de tiempo de amortiguamiento de N muestras:

$$\beta_p = \beta_u = e^{-2/N} \approx 1 - 2/N \quad \dots(\text{II.72})$$

De igual manera, podemos calcular las expresiones de α óptimas que minimicen las varianzas de error:

$$\alpha_{p \text{ ópt}} = \alpha_{u \text{ ópt}} = (1 + \beta_p)/2 \approx 1 - 1/N \quad \dots(\text{II.73})$$

y obtener en consecuencia las expresiones de las varianzas esperadas:

$$\frac{\sigma_{e p \acute{o}pt}^2}{\sigma_p^2} = \frac{\sigma_{e u \acute{o}pt}^2}{\sigma_u^2} = (1 - \beta_p) / 2 \approx 1 / N \quad \dots(11.74)$$

Como puede observarse, existe nuevamente un compromiso en la elección de α y β . Resulta interesante notar que la varianza esperada para la presión y la velocidad de la partícula es la mitad de la esperada para la discriminación de las amplitudes de las ondas viajeras.

En la siguiente tabla se muestra el resumen de las ecuaciones derivadas en esta sección y que son la base matemática del presente trabajo:

Concepto	Expresión ($K_s = 1$)
Amplitud compleja estabilizada de la presión de onda de sonido viajando en la dirección positiva	$a'(n) = \alpha(p_1(n-1) - p_2(n-3)) + \beta a'(n-4)$
Amplitud compleja estabilizada de la presión de onda de sonido viajando en la dirección negativa	$b'(n) = \alpha(p_2(n-1) - p_1(n-3)) + \beta b'(n-4)$
Coefficiente estabilizador de rapidez de seguimiento de α' y β'	$\beta = e^{-4/N} \approx 1 - 4/N$
Coefficiente estabilizador de varianza de error de α' y β'	$\alpha_{\acute{o}pt} = (1 + \beta) / 2 \approx 1 - 2/N$
Varianza de la señal de error de α' y β'	$\frac{\sigma_{e \acute{o}pt}^2}{\sigma_a^2} = (1 - \beta) / 2 \approx 2/N$
Amplitud compleja estabilizada de la presión de onda	$p'(n) = \alpha_p(p_1(n-1) + p_2(n-1)) - \beta_p p'(n-2)$
Amplitud compleja estabilizada de la velocidad de partícula	$u'(n) = (\alpha_u / \rho c)(p_1(n-1) - p_2(n-1)) + \beta_p u'(n-2)$
Coefficiente estabilizador de rapidez de seguimiento de p' y u'	$\beta_p = \beta_u = e^{-2/N} \approx 1 - 2/N$
Coefficiente estabilizador de varianza de error de p' y u'	$\alpha_{p \acute{o}pt} = \alpha_{u \acute{o}pt} = (1 + \beta_p) / 2 \approx 1 - 1/N$
Varianza de la señal de error de p' y u'	$\frac{\sigma_{e p \acute{o}pt}^2}{\sigma_p^2} = \frac{\sigma_{e u \acute{o}pt}^2}{\sigma_u^2} = (1 - \beta_p) / 2 \approx 1/N$

Tabla 1.1 Ecuaciones base simplificadas del multimetro acústico ($K_s = 1$).

Concepto	Expresión ($K_s = 1, 2, 3, \dots$)
Amplitud compleja estabilizada de la presión de onda de sonido viajando en la dirección positiva	$a'(n) = \alpha(p_1(n - K_s) - p_2(n - 3K_s)) + \beta a'(n - 4K_s)$
Amplitud compleja estabilizada de la presión de onda de sonido viajando en la dirección negativa	$b'(n) = \alpha(p_2(n - K_s) - p_1(n - 3K_s)) + \beta b'(n - 4K_s)$
Coefficiente estabilizador de rapidez de seguimiento de α' y β'	$\beta = e^{-4K_s/N} \approx 1 - 4K_s/N$
Coefficiente estabilizador de varianza de error de α' y β'	$\alpha_{\text{ópt}} = (1 + \beta)/2 \approx 1 - 2K_s/N$
Varianza de la señal de error de α' y β'	$\frac{\sigma_e^2}{\sigma_a^2} = (1 - \beta)/2 \approx 2K_s/N$
Amplitud compleja estabilizada de la presión de onda	$p'(n) = \alpha_p(p_1(n - K_s) + p_2(n - K_s)) - \beta_p p'(n - 2K_s)$
Amplitud compleja estabilizada de la velocidad de partícula	$u'(n) = (\alpha_u / \rho c)(p_1(n - K_s) - p_2(n - K_s)) + \beta_p u'(n - 2K_s)$
Coefficiente estabilizador de rapidez de seguimiento de p' y u'	$\beta_p = \beta_u = e^{-2K_s/N} \approx 1 - 2K_s/N$
Coefficiente estabilizador de varianza de error de p' y u'	$\alpha_{p \text{ ópt}} = \alpha_{u \text{ ópt}} = (1 + \beta_p)/2 \approx 1 - K_s/N$
Varianza de la señal de error de p' y u'	$\frac{\sigma_e^2}{\sigma_p^2} = \frac{\sigma_e^2}{\sigma_u^2} = (1 - \beta_p)/2 \approx K_s/N$

Tabla 1.2 Ecuaciones base genéricas del multímetro acústico ($K_s = 1, 2, 3$)

11.4 EMPATAMIENTO

11.3.1 Filtros Adaptables

Las expresiones derivadas arriba asumen que los dos micrófonos del arreglo presentan la misma función de transferencia, es decir, responden exactamente igual en magnitud y fase ante una señal de excitación dada, en todo el intervalo de frecuencias de trabajo. Esto, como podrá imaginarse, está lejos de la realidad. Aún micrófonos profesionales de alta calidad (y precio) presentan inevitablemente diferencias entre sus respuestas [31]. Este efecto es particularmente grave en bajas frecuencias, pues es en esa zona donde son casi incapaces de responder a una excitación incluso grande y por tanto difieren considerablemente. Además, a bajas frecuencias es más difícil medir la diferencia de fase entre la onda sensada por uno y otro micrófono, ya que disminuye la relación entre la separación de los micrófonos y la longitud de onda de la señal [17]. Es deseable pues, el diseñar un filtro que, aplicado a uno de los dos micrófonos, compense la diferencia entre ambos y puedan presentar exactamente la misma respuesta en amplitud y en fase. Esta técnica se conoce como obtención de filtro inverso y tiene por objeto el igualar las funciones de transferencia de las trayectorias de transmisión de ambos micrófonos. El filtrado adaptivo representa pues la solución más sencilla y eficiente.

Los filtros adaptables son sistemas no-lineales que varían sus parámetros con el tiempo para auto ajustar su desempeño. Si una señal es aplicada a la entrada de un sistema adaptable, el sistema se adapta a la señal de entrada en relación con los cambios que presenta en la salida. En general los sistemas adaptables tienen las siguientes características [32]:

1. Se adaptan automáticamente para enfrentar los cambios de la entrada, del ambiente y los requeridos por el sistema.
2. Estos pueden ser entrenados para realizar un filtrado específico y tomar decisiones en tiempo real. Es decir, que los sistemas adaptables pueden ser programados por un proceso de entrenamiento.
3. Pueden extrapolar un modelo de comportamiento al tratar con nuevas situaciones, después de haber sido entrenados sobre una cantidad finita de señales o un patrón frecuente de entrenamiento.
4. Estos pueden corregirse a sí mismos, es decir, que ellos pueden adaptarse alrededor de cierta clase de defectos internos.
5. Son sistemas no lineales con parámetros variables en el tiempo.
6. Usualmente son más complejos que los sistemas no adaptables, pero ofrecen la posibilidad de un incremento en el desempeño del sistema, cuando las características de la señal de entrada son desconocidas o variables en el tiempo.

Estas características adaptivas han permitido obtener funciones antes irrealizables con filtros fijos, entre las que podemos mencionar las siguientes:

Predicción.- El filtro es capaz de predecir el comportamiento de una señal de entrada, empleando una versión retardada de ésta; de tal manera que el error entre la señal predicha (salida del filtro) y la actual sea mínimo. Esta función tiene su aplicación en la codificación y compresión de señales, así como en la eliminación de ruido contenido en la señal de entrada.

Identificación de sistemas.- Cuando se desconoce la función de transferencia de un sistema, se recurre a un filtrado adaptable para emulación de éste. Al alimentar la misma señal en el sistema de referencia (desconocido) y un filtro adaptivo y restar la señales de salida de cada una de éstos obtenemos el error entre ambos. Los parámetros del filtro son actualizados en función de ésta señal, de tal manera que el comportamiento adaptivo tenderá a minimizar tal diferencia, lo que indicará que la salida del filtro será casi idéntica a la del sistema desconocido. En ese momento se puede asumir que el filtro adaptivo presentará una función de transferencia equivalente a la del sistema en prueba. Si el sistema desconocido es de naturaleza dinámica o no, puede determinarse si los parámetros del filtro varían o no con el tiempo.

Filtro inverso (Modelo inverso).- En este caso no se desea igualar la función de transferencia de un sistema, sino una función de transferencia que anula o compensa los efectos del sistema bajo prueba. Para ello, el filtro adaptable compara una versión retardada de la entrada del sistema con la salida del mismo, de cuya diferencia o error buscará, mediante su minimización, ajustar los parámetros del filtro para intentar contrarrestar los efectos del sistema sobre la entrada. Este esquema es utilizado en la igualación de canales de transmisión, la deconvolución de los efectos de transductores y la producción de modelos inversos, en particular para el diseño de filtros digitales. Es éste el esquema que necesitamos para la igualación de los micrófonos de entrada

Cancelación de interferencias.- Cuando se tiene una señal plagada de ruido y se dispone de una señal de ruido correlacionado con el de la entrada, se puede recuperar eficientemente la señal pura. Esto se logra utilizando la señal de ruido como entrada del filtro por adaptar y la salida de éste se comparará con la de la señal+ruido original. La diferencia entre ambas se emplea para la actualización de los coeficientes del mismo. El comportamiento de minimización de error del filtro permitirá obtener la señal de entrada limpia.

Existe una cantidad considerable de algoritmos de filtrado adaptable que son empleados en la actualidad [18][24][32][33]. Una razón de ello es que ninguno de estos algoritmos cumple satisfactoriamente con todos los requerimientos que exige un problema en particular. Algunos de ellos son sencillos y rápidos, pero adolecen de requerir mucho tiempo para estabilizarse y converger. Otros convergen muy rápido, pero el número de operaciones que requieren debido a su complejidad es elevado. En general, se tiene la tendencia de utilizar un conjunto de ellos con características intermedias, es decir no tan rápidos pero tampoco tan lentos en converger. Sin embargo, aún entre los elementos de este conjunto, la elección entre uno y otro no es arbitraria. Algunos de ellos, son idóneos para su implementación en microcontroladores y DSPs, los cuales trabajan con operaciones matemáticas elementales, mientras que otros están orientados a chips de función específica o computadoras.

En el presente trabajo se ha elegido emplear una versión del algoritmo LMS, principalmente por su simplicidad y velocidad de procesamiento ya que requiere menos operaciones por ciclo y menos capacidad de memoria que sus predecesores. Los puntos en su contra, a saber: su largo tiempo de convergencia y su mayor error en la convergencia, no representan mayor problema para nuestra implementación (los detalles de ésta se describen en el capítulo III). Procedamos a la deducción general del algoritmo para lo cual tendremos que hablar de las superficies MSE [32].

II.3.2 Superficies MSE (Error Cuadrático Medio)

Las superficies MSE son expresiones matemáticas que representan el error energético de una señal. Puede obtenerse el valor mínimo de ellas fácilmente empleando una variación de un interesante y conocido método: Situarse en un punto de la superficie determinada por la función y moverse en sentido contrario al de la dirección a la que apunta el gradiente (dirección de máximo crecimiento). Cuando el gradiente sea nulo, podremos asegurar que hemos alcanzado un valor mínimo. Se les da ese nombre a estas superficies, porque justamente la expresión que se desea minimizar es la expresión cuadrática del error entre una señal de referencia y la salida de un filtro adaptable. Dado que se desea que esta técnica trabaje para sistemas discretos, se tendrá en consecuencia siempre el problema de ajustar el tamaño de paso de cada ajuste, para lograr minimizar el tiempo de convergencia que le lleva al algoritmo llegar al valor mínimo, y evitar que oscile alrededor de éste. En general, los diferentes algoritmos utilizan tamaños de paso ajustables.

Para deducir la expresión discreta que nos permita implementar esta técnica, suele partirse de un filtro adaptivo para predicción de señales, ya que es el caso más sencillo. Se tiene una señal de entrada $x[n]$, una señal deseada $y[n]$ y una señal estimada $\hat{y}[n]$ de salida del proceso adaptable. Ver figura II.1.

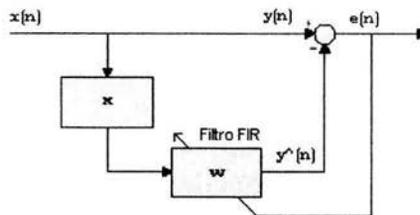


Figura II.1 Filtro adaptivo para predicción de señales.

La señal $y^{\wedge}(n)$ se obtiene como una combinación lineal de las entradas retrasadas $x(n-i)$ (representadas por el bloque \mathbf{x}) y los coeficientes estimados \mathbf{w} (filtro FIR). Idealmente la salida $y^{\wedge}(n)$ debería ser igual a la señal deseada $y(n)$ para tener un error de predicción cero. Sin embargo, existe un error $e(n)$ que es la diferencia entre la señal deseada y la señal estimada. En este caso la señal de salida $y^{\wedge}(n)$ puede representarse como la combinación lineal de las muestras de retardo $x(n-i)$ multiplicadas por los respectivos pesos de un filtro transversal w_i .

$$y^{\wedge}(n) = \sum_{i=1}^p w_i x(n-i) \quad \dots(\text{II.75})$$

expresándolo en forma vectorial (los vectores y matrices se representarán con **negrita**), los coeficientes del filtro y las señales retrasadas serán respectivamente:

$$\mathbf{w}^T = [w_1, w_2, \dots, w_p] \quad \dots(\text{II.76})$$

$$\mathbf{x} = [x(n-1), x(n-2), \dots, x(n-p)]^T \quad \dots(\text{II.77})$$

la señal de salida $y^{\wedge}(n)$ al instante n es un escalar, entonces se puede escribir como el producto interno (producto punto) entre los vectores \mathbf{x} y \mathbf{w} :

$$y^{\wedge}(n) = \mathbf{w}^T \mathbf{x} = \mathbf{x}^T \mathbf{w} \quad \dots(\text{II.78})$$

El valor de $y^{\wedge}(n)$ es una combinación lineal de las muestras pasadas de la señal de entrada $x(n)$ multiplicadas por los valores actuales correspondientes de $w(n)$.

Al hacer la comparación de $y(n)$ con la salida $y^{\wedge}(n)$ se tiene un error $e(n)$, que es la diferencia entre estas dos señales:

$$e(n) = y(n) - y^{\wedge}(n) = y(n) - \mathbf{x}^T \mathbf{w} = y(n) - \mathbf{w}^T \mathbf{x} \quad \dots(\text{II.79})$$

Para que el error sea nulo, $e(n) = 0$, es decir, para que la señal estimada sea igual a la deseada, la señal de error debe ser minimizada por algún criterio en el sentido de encontrar los valores de los pesos de $w(n)$.

Tradicionalmente se ha preferido minimizar señales considerándolas en términos energéticos. Si $e(n)$ es una señal eléctrica expresada en Volts, entonces la energía de $e(n)$ puede considerarse igual a:

$$E_e(n) = k_e e^2(n) \quad \dots(\text{II.80})$$

donde k_e es una constante eléctrica dependiente de las características del sistema. Sin embargo, al ignorar la constante k_e se facilita el análisis y por tanto, se suele considerar solo la magnitud de la señal al cuadrado.

Desarrollando la expresión del error cuadrático (error energético):

$$e^2(n) = [y(n) - y^{\wedge}(n)]^2 = y(n)^2 + \mathbf{w}^T \mathbf{x} \mathbf{x}^T \mathbf{w} - 2y(n) \mathbf{x}^T \mathbf{w} \quad \dots(II.81)$$

Asumiendo que $e(n)$ y $y(n)$ son estacionarias (tienen propiedades estadísticas invariantes) y tomando el valor esperado del error cuadrático, definimos el **error cuadrático medio**, MSE (Mean Square Error) ó ξ valuado en n . Note que los coeficientes \mathbf{w} se suponen constantes con respecto a la esperanza matemática :

$$\xi(n) = E\{e(n)^2\} = E\{y(n)^2\} + \mathbf{w}^T E\{\mathbf{x} \mathbf{x}^T\} \mathbf{w} - 2 E\{y(n) \mathbf{x}^T\} \mathbf{w} \quad \dots(II.82)$$

Definiendo a \mathbf{R} como la matriz de correlación de la señal de entrada

$$\mathbf{R} = E\{\mathbf{x} \mathbf{x}^T\} \quad \dots(II.83)$$

Para señales ergódicas y estacionarias, \mathbf{R} puede calcularse como:

$$\mathbf{R} = \begin{pmatrix} R_0 & R_1 & \dots & R_{p-1} \\ R_1 & R_0 & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ R_{p-1} & \dots & \dots & R_0 \end{pmatrix} \quad \dots(II.84)$$

en donde los elementos de \mathbf{R} están dados por:

$$R_i = \frac{1}{p} \sum_{j=0}^{p-1-i} \mathbf{x}(n-j) \mathbf{x}(n-i-j) \quad \dots(II.85)$$

donde R_i es un estimador de la función de auto correlación de $\mathbf{x}(n)$.

Definiendo el vector de correlación entre la respuesta deseada y la señal de entrada

$$\mathbf{p} = E\{y(n) \mathbf{x}^T\} = E\{[y(n) \ x_1 \ y(n) \ x_2 \ \dots \ y(n) \ x_p]\} \quad \dots(II.86)$$

Aplicando estos resultados en (II.82), obtenemos

$$\xi(n) = \mathbf{w}^T \mathbf{R} \mathbf{w} - 2 \mathbf{p}^T \mathbf{w} + E\{y(n)^2\} \quad \dots(\text{II.87})$$

El error cuadrático medio $\xi(n)$ es precisamente una función cuadrática de las componentes del vector de peso \mathbf{w} , donde la señal de entrada y la señal deseada son variables estocásticas estacionarias.

Si las señales son estacionarias entonces las superficies cuadráticas permanecen fijas y rígidas en función de las coordenadas del sistema. El proceso adaptable consiste en empezar desde algún punto de la superficie hasta llegar al mínimo. Cuando las señales son no-estacionarias con propiedades estadísticas que cambian lentamente, la superficie tiene un comportamiento difuso u ondulatorio (cambia con el tiempo) o se mueve en las coordenadas del sistema. El proceso adaptable consiste no sólo en desplazarse hacia el mínimo, sino también en hacer un seguimiento del mínimo tal como éste se mueva en las coordenadas del sistema, que es una característica fundamental de un sistema adaptable.

Al graficar el error cuadrático medio $\xi(n)$ para dos coeficientes $\mathbf{w} = (w_1, w_2)$, modelo de orden dos, se obtiene un paraboloide cóncavo hacia arriba. El punto que está en el fondo del paraboloide corresponde a las coordenadas $\mathbf{w}_{\text{ópt}}$ (solución óptima). A esta superficie en el espacio tridimensional se le llama superficie del error cuadrático medio. Una de las propiedades más importantes de las superficies MSE es que tienen un solo extremo y éste es el punto mínimo, es decir, que la derivada de $\xi(n)$ respecto de los parámetros w_i es igual a cero.

II.3.3 Búsqueda del punto mínimo de una superficie MSE

Los métodos de gradiente (derivada direccional de la ecuación de superficie en un punto) son utilizados en procesos adaptables para buscar el vector de coeficientes que corresponde al mínimo de la superficie MSE.

Obteniendo el gradiente de error MSE:

$$\nabla \xi(n) = \partial \xi(n) / \partial \mathbf{w} = [\partial \xi(n) / \partial w_1, \partial \xi(n) / \partial w_2, \dots, \partial \xi(n) / \partial w_p]^T \quad \dots(\text{II.88})$$

expresión que aplicándola a (II.87), genera:

$$\nabla \xi(n) = 2\mathbf{R}\mathbf{w} - 2\mathbf{p} \quad \dots(\text{II.89})$$

igualando a cero el gradiente se obtiene la solución óptima

$$\nabla \xi(n) = 2\mathbf{R} \mathbf{w}_{\text{ópt}} - 2\mathbf{p} = 0 \quad \dots(\text{II.90})$$

de donde despejando para $\mathbf{w}_{\text{ópt}}$

$$\mathbf{w}_{\text{ópt}} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{p} \quad \dots(\text{II.91})$$

A esta última ecuación se le conoce como ecuación Wiener-Hopf (W-H), también llamada *ecuación normal*. Esta ecuación nos proporciona los valores de los coeficientes óptimos del vector \mathbf{w} que minimizan el error cuadrático medio, con base en la auto correlación del vector de entrada y la correlación de éste y la señal deseada. En la mayoría de las aplicaciones la matriz \mathbf{R} es no singular y por tanto existe su inversa. En aplicaciones prácticas, sin embargo, raramente se efectúa la inversión de la matriz \mathbf{R} dado que involucra una enorme cantidad de operaciones, existiendo métodos más eficientes para la solución de ésta. En otras palabras, la importancia de ésta matriz es sólo de carácter teórico.

Sustituyendo la ecuación (II.91) en el error cuadrático medio dado por (II.87):

$$\xi_{\text{min}}(n) = E\{y(n)^2\} + [\mathbf{R}^{-1} \mathbf{p}]^T \mathbf{R} [\mathbf{R}^{-1} \mathbf{p}] - 2 \mathbf{p}^T [\mathbf{R}^{-1} \mathbf{p}] \quad \dots(\text{II.92})$$

por propiedades de las matrices

$$\xi_{\text{min}}(n) = E\{y(n)^2\} - \mathbf{p}^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{p} = E\{y(n)^2\} - \mathbf{p}^T \mathbf{w}_{\text{ópt}} \quad \dots(\text{II.93})$$

Esta es la expresión simplificada que permite obtener el error cuadrático medio mínimo en función de la salida deseada, la correlación entre ésta y la señal de entrada y la matriz de correlación de la entrada. Presenta como principal inconveniente el de requerir el cálculo previo de la inversa de la matriz de correlación de los valores de $x(n)$, \mathbf{R}^{-1} , lo que hace a esta expresión inadecuada para una implementación recursiva directa. Algunos manejos matriciales permitirían obtener la inversa de \mathbf{R} en términos de sumatorias de potencias de matrices, pero representa una laboriosa tarea de cálculo que lo descarta como alternativa práctica. Es deseable pues un algoritmo que estime el vector gradiente directamente de los datos de entrada.

II.3.4 Algoritmo LMS

El algoritmo LMS (de las siglas en inglés Least Mean Square), propuesto por Widrow y Hoff en 1960 y conocido como algoritmo del gradiente estocástico aproximado, sustituye la evaluación del error con promedios temporales en lugar de probabilísticos, dando por resultado un algoritmo sencillo y rápido en cálculo, pero lamentablemente ruidoso y lento en converger [32]. El adjetivo de aproximado se debe a que solo aproxima los parámetros del filtro en una forma burda, lo cual es la razón de su vulnerabilidad al ruido.

Suponiendo un vector inicial $\mathbf{w}(0)$ elegido arbitrariamente, éste definirá un punto sobre la superficie que corresponde al error $e(0)$. El gradiente evaluado en ese punto $\nabla \xi(0)$ apunta en la dirección de máximo crecimiento de la superficie. El punto mínimo buscado, por tanto, está en la dirección opuesta. Un algoritmo recurrente puede derivarse al considerar el nuevo punto como una estimación del punto actual recorrido cierta distancia en la dirección de cambio mínimo.

Para una nueva estimación del vector de coeficientes, $\mathbf{w}(1)$, se obtendrá un nuevo punto $e(1)$, que estará relacionado con el anterior por:

$$\mathbf{w}(1) = \mathbf{w}(0) - \mu \nabla \xi(0) \quad \dots(\text{II.94})$$

donde μ es una constante positiva que tiene por objeto definir el tamaño de paso de la adaptación. En general, para cualquier valor de la iteración n , la ecuación anterior puede escribirse como:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \mu \nabla \xi(n) \quad \dots(\text{II.95})$$

donde $\nabla \xi(n)$ es función de $e(n)$. Ver (II.88)

Esta es pues, una expresión recursiva de los nuevos valores del vector solución \mathbf{w} en función del vector pasado, más un término de corrección que depende de las propiedades del error de la superficie en la posición definida por el vector pasado.

Tomando la expresión del gradiente de error (II.89) obtenida antes y sustituyendo la expresión del vector \mathbf{p} (II.86), y la matriz \mathbf{R} ecuación (II.83):

$$\nabla \xi = -2 [y(n)\mathbf{x}] + 2 [\mathbf{x}\mathbf{x}^T] \mathbf{w} \quad \dots(\text{II.96})$$

En general, esta estimación es sesgada porque las etapas de estimación del vector \mathbf{w} son vectores aleatorios que dependen de las etapas del vector de entrada \mathbf{x} . Sustituyendo el gradiente en la ecuación de adaptación (II.95), y considerando que el coeficiente 2 puede ser absorbido por la μ :

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu [y(n)\mathbf{x} - \mathbf{x}\mathbf{x}^T \mathbf{w}] \quad \dots(\text{II.97})$$

agrupando a los términos afectados por \mathbf{x} , mediante manipulación matricial obtenemos

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu \mathbf{x} [y(n) - \mathbf{x}^T \mathbf{w}] \quad \dots(\text{II.98})$$

y recordando la expresión del error entre la señal deseada y la estimada (II.79) obtenemos finalmente la expresión del **algoritmo LMS**:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu \mathbf{x} e(n) \quad \dots(\text{II.99})$$

El término $\mathbf{x}e(n)$ representa una corrección aplicada a la estimación actual del vector $\mathbf{w}(n)$. Para el cálculo iterativo de $\mathbf{w}(n+1)$ se establecen las condiciones iniciales $\mathbf{w}(0) = \mathbf{0}$. El algoritmo LMS es de naturaleza recursiva y promedia las estimaciones durante la adaptación. El parámetro μ se escoge basándose en las características de \mathbf{R}_0 en que satisfaga las condiciones siguientes (prueba y error):

1. La convergencia en la media, es decir, que el valor esperado del vector \mathbf{w} se aproxime a la solución óptima \mathbf{w}_{opt} , en tanto que el número de iteraciones se aproxime a infinito.
2. Convergencia en la media cuadrada, es decir, que el valor final esperado del error al cuadrado se aproxime a un valor finito cuando las iteraciones se aproximen a un valor infinito.

II.3.5 Algoritmo SU-LMS

Aún con la sencillez de implementación obtenida con el algoritmo LMS, el relativamente corto periodo de muestreo requerido en nuestro proyecto impedía el emplear el algoritmo definido por (II.99). Debido a ello se recurrió a una variación del LMS conocida como **SULMS (Sparse Update LMS Algorithm)** [34] [35], en donde los coeficientes del filtro \mathbf{w} , es decir, w_1, w_2, \dots, w_p se actualizan de uno en uno en cada iteración k :

$$e(n) = y(n) - \hat{y}(n) \quad \dots(\text{II.100})$$

$$w_k(n+1) = w_k(n) + \mu e(n) x_k(n) \quad \dots(\text{II.101})$$

$$k = (n \bmod p) + 1 \quad \dots(\text{II.102})$$

en donde p es el número de coeficientes del filtro, k es el contador de iteración del coeficiente a modificar y \bmod es el operador módulo (regresa el residuo de la división entera entre los operandos). Note en (II.101) que solamente es actualizado el coeficiente k de \mathbf{w} con base en el error y el coeficiente k de \mathbf{x} . El contador k está definido de tal forma que sus valores estarán siempre en el intervalo $1 < k < p$. Esta modificación es importante pues permite la implementación de filtros adaptivos con frecuencias de muestreo elevadas utilizando la tecnología de DSP disponible.

Así, el algoritmo SULMS empleado, en su modalidad de modelo inverso para la igualación de los micrófonos de entrada, puede resumirse como sigue:

1. Elegir un micrófono de referencia entre el par de micrófonos a igualar. Idealmente éste debiese ser el que presente un ancho de banda más extenso. En la práctica, la condición se invertirá pues es más factible limitar un ancho de banda grande a uno más pequeño que intentar expandir un ancho de banda pequeño a uno más grande.
2. Definir el número de coeficientes p del filtro adaptivo. Éste número estará en función de las características de la respuesta en frecuencia del micrófono de referencia y es recomendable que sea potencia de 2, para optimizar el manejo de memoria del DSP al emplear las rutinas del algoritmo de discriminación.
3. Aplicar un retardo a las señales entregadas por el micrófono de referencia de $p/2$ muestras. Esto garantizará que el algoritmo trabaje con señales causales.
4. Elegir el valor del parámetro de tamaño de paso. Asumiendo un total desconocimiento de las señales involucradas, se estimará a prueba y error
5. Obtener el valor de entrada $y(n)$, en el tiempo n , que alimentará al vector de datos retrasados de entrada $\mathbf{x}(n)$ y definir el vector inicial de parámetros del filtro $\mathbf{w}(n)$:

$x(n)$ = valor actual de la señal de entrada

$\mathbf{x}(n) = [x(n-1), x(n-2), x(n-3), \dots , x(n-p)]^T$

$\mathbf{w}(n) = [w_k (1), w_k (2), w_k (3), \dots , w_k (p)]^T = [0, 0, 0, \dots , 0]^T$

6. Calcular la salida estimada $y^{\wedge}(n)$

$$y^{\wedge}(n) = \mathbf{x}^T(n)\mathbf{w}(n) = \mathbf{w}^T(n)\mathbf{x}(n)$$

7. Calcular el error entre la entrada actual (señal deseada) y la salida estimada

$$e(n) = y(n) - y^{\wedge}(n)$$

8. Calcular la iteración k , con base en n . (k varía entre 1 y p)

$$k = (n \bmod p) + 1$$

9. Actualizar el elemento k del vector \mathbf{w}

$$w_k(n+1) = w_k(n) + \mu e(n) x_k(n)$$

10. Incrementar n y repetir desde el paso 5

CAPÍTULO III

Implementación física

III.1 DUCTO, MICRÓFONOS E INSTRUMENTOS

El sistema físico empleado consta de una sección recta de tubo PVC (Poly Vinyl Chloride) de aproximadamente 10 cm de diámetro interno y 3 metros de largo. Presenta perforaciones dispuestas cada 10 cm a lo largo, que facilitan el montaje en puntos específicos de los micrófonos de sensado. Con objeto de no alterar significativamente la respuesta del tubo, cada perforación no utilizada es sellada por tapones de hule semicónicos.

En un extremo del tubo fue montado un altavoz que actúa como fuente primaria de ruido, mientras que al otro extremo se le acondicionaron tapas que funcionaron como terminaciones acústicas (empleando la misma tapa rígida o materiales absorbentes), o bien dejando abierto los extremos del tubo, para simular diversas condiciones de operación.

La señal de ruido es generada por una salida especial de generación de señales de un analizador de espectros digital marca Brüel&Kjaer modelo 2034. Esta alimenta a un amplificador de potencia de alta fidelidad estereofónico marca DENON modelo PMA860. Un canal del amplificador es utilizado para manejar el altavoz acoplado al tubo. El altavoz es un MG 410HCW de 10 cm de diámetro de cono, 4 Ohms de impedancia eléctrica, 65 Watts de potencia pico y con intervalo de frecuencias de trabajo medio.

La señal acústica del altavoz es captada por un arreglo de micrófonos separados una distancia específica. Cada una de las señales entregadas por los micrófonos son preamplificadas y alimentadas a las entradas (canales 0 y 1) de los convertidores Analógico/Digital del DSP. El DSP, además de implementar el algoritmo de empatamiento de los micrófonos, desarrolla la discriminación recursiva de las señales viajando en

uno y otro sentido dentro del ducto. Estas señales se disponen en los canales de salida (0 y 1) Digital/Analógico y son utilizadas, junto con la señal original de ruido, para hacer análisis espectral respectivo.

La principal ventaja de utilizar como fuente de ruido el analizador, es que permite generar ruido aleatorio de diferentes anchos de banda, pudiendo así evitar el empleo de componentes espectrales fuera del rango de frecuencias de trabajo del algoritmo. Recordemos que la frecuencia de corte del tubo (frecuencia hasta la cual puede considerarse una propagación plana de las ondas), está determinada aproximadamente por la expresión (II.1), y considerando un valor primer valor aproximado de c_0 aproximado, obtenemos:

$$f_{\text{corte}} \approx c_0 / (2D) \approx (343 \text{ m/s}) / [2 (0.10 \text{ m})] \approx 1700 \text{ Hz} \quad \dots(\text{III.1})$$

Limitando el ancho de banda del ruido generado de 0 a 1600 Hz, garantizamos las condiciones acústicas óptimas dentro del ducto. En la práctica, por cierto, el espectro del ruido industrial se concentra típicamente de 0 a 250 Hz, lo que justifica el empleo de este algoritmo en control activo.

Los micrófonos utilizados son del tipo condensador con patrón de sensado omnidireccional marca Radio Shack modelo 270-092C, con características eléctricas dadas en la tabla III.1.

Voltaje de alimentación	(V+) de 1.5 a 10 Volts
Alimentación Nominal	4.5 V _{DC}
Corriente de drenaje	0.5 mA (máx)
Relación Señal / Ruido	40 dB (min)
Impedancia de salida	1 k Ω
Sensibilidad	-65 \pm 4 dB (0db ref 1V/ μ bar @1kHz)

Tabla III.1 Características eléctricas de los micrófonos de sensado.

Dado que sus características dinámicas están en relación estrecha con los resultados esperados, se incluye también su respuesta en frecuencia típica proporcionada por el fabricante en la figura III.1:

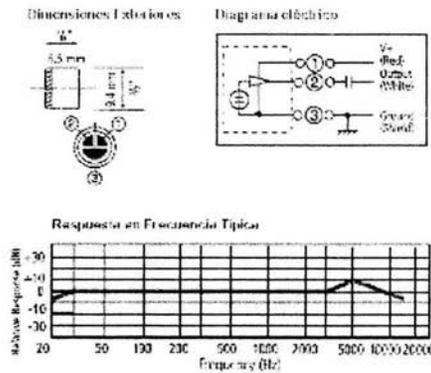


Figura III.1 Características generales de los micrófonos de sensado.

El voltaje de polarización de los micrófonos influye en la sensibilidad alcanzada y en el intervalo dinámico de voltajes de salida proporcionados por éstos. El fabricante recomienda el voltaje de 4.5 Volts, que se aproxima a los 5 Volts empleados. Se construyó un preamplificador que polariza y amplifica la señal de hasta cinco micrófonos, cuyo diagrama eléctrico se muestra en la figura III.2:

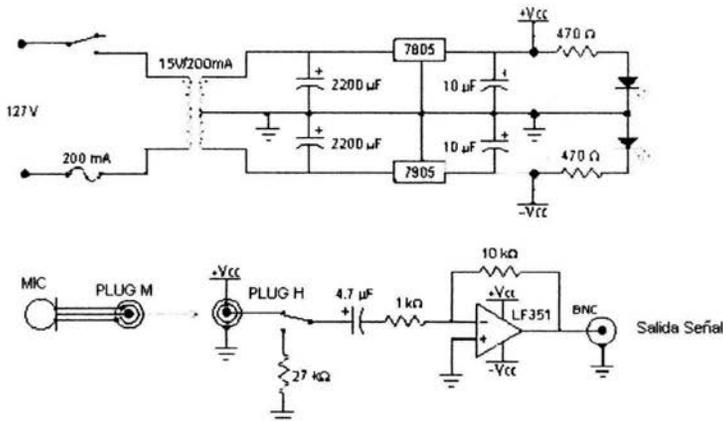


Figura III.2 Circuito de polarización y preamplificación de los micrófonos.

Para preamplificar la señal de los micrófonos, se empleó el circuito integrado LF351N, que es un amplificador operacional con entrada JFET, cuyas características típicas se muestran en la tabla III.2:

<i>Ancho de banda (a ganancia unitaria)</i>	4 MHz
<i>Impedancia de entrada</i>	10^{12} Ohms
<i>Corriente de alimentación</i>	1.8 mA
<i>Slew rate</i>	13V / μ s

Tabla III.2 Características eléctricas de los amplificadores operacionales LF351.

Estos amplificadores manejan un voltaje de polarización entre ± 5 y ± 18 Volts. Para hacer compatible la polarización de los micrófonos y la de los amplificadores se construyó una fuente analógica bipolar de 5 Volts, empleando los reguladores 78/7905. Dado que el consumo promedio de cada micrófono es de 0.5 mA (5 micrófonos) y el de los amplificadores es 1.8 mA (5 amplificadores), puede alimentarse a todos con los 200 mA que proporciona el transformador.

En la figura III.3 se muestra en conjunto el equipo utilizado.

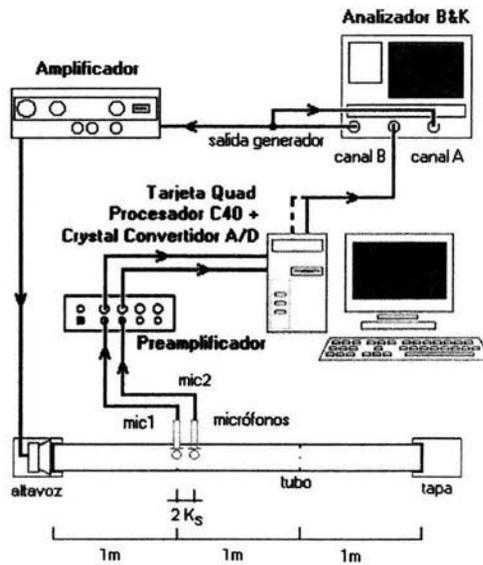


Figura III.3

Diagrama de conexiones para la medición de respuestas en el ducto.

III.2 DSP

El algoritmo de discriminación fue implementado en un Procesador Digital de Señales TI-TMS320C40 de punto flotante. En nuestro caso, este circuito está montado en una tarjeta ISA madre dentro de una PC que alberga, además de otro DSP, módulos adicionales para su control e interface con otras tarjetas. Es gracias a estos módulos que el (los) DSP(s) puede(n) controlar a una tarjeta ISA adicional en donde vienen montados los módulos de conversión A/D y D/A necesarios para la captura y generación de señales. Asimismo, y quizá sea su principal ventaja, permiten que el DSP pueda ser comunicado y programado con la PC, y en un lenguaje de programación de nivel superior: lenguaje C. La estructura jerárquica de estas tarjetas es la siguiente [36]:

- Tarjeta Portadora de módulos convertidores (PC/DMCB)
 - Módulo Hijo Analógico Crystal 0 (DM 0)
 - Módulo Hijo Analógico Crystal 1 (DM 1)
- Tarjeta Quad de Procesadores C40 (QPC/C40B)
 - Módulo individual C40 A (MDC40S TIM-40 A)
 - Módulo individual C40 B (MDC40S TIM-40 B)
 - Módulo individual C40 C (MDC40S TIM-40 C)
 - Módulo individual C40 D (MDC40S TIM-40 D)

Dado que el manejo del DSP en esta arquitectura requiere cierta consideración, procedemos a explicar de forma breve la función de cada tarjeta y módulo.

TARJETA PORTADORA DE MÓDULOS CONVERTIDORES (PC/DMCB)

El PC/DMCB (Daughter Module Carrier Board), tarjeta portadora de módulos hijos, es una tarjeta de propósito general para PC que provee dos secciones de convertidores separadas (DM0 y DM1) que tienen como función la de crear interfaces analógicas y digitales intercambiables para la comunicación de los DSP's con el mundo exterior. La comunicación del DMCB con el DSP se lleva a cabo a través de la interfaz DSPLINK de Loughboroug Sound Images (LSI), la cuál no es más que un canal bidireccional de alta velocidad que permite la transferencia directa de datos entre la tarjeta del DSP y los periféricos (el PC/DMCB en nuestro caso).

La operación de las secciones DMs individuales es programada desde el mismo DSP. Cada DMs puede ser programado para operar asincrónamente (ambos configurados como masters independientes), o para operar síncronamente, donde una sección es configurada como master y el otro DM como slave (a su vez, existe la posibilidad de sincronizar varias tarjetas DMCB, para procesamiento multicanal). En la tarjeta portadora existen dos relojes, TCLK_0 y TCLK_1, .Estos son ruteados a ambas secciones DM y bajo control de software pueden ser preescalados para generar las salidas master de reloj, MCLK_0 y MCLK1. Alternativamente, TCLK_0 y TCLK_1 pueden ser usados para derivar salidas de temporización las cuales pueden, por ejemplo, generar pulsos de muestreo para DMs manejados por eventos. TCLK_0 y TCLK_1 son generados por un oscilador dual montado en la tarjeta portadora. Las frecuencias preajustadas de fabrica son 12.288 MHz (TCLK_0) y 11.2896 MHz (TCLK_1).

MÓDULOS HIJOS ANALÓGICOS CRYSTAL (DM0 y DM1)

El concepto modular de este tipo de secciones permite escoger e intercambiar una interfase analógica para una aplicación en particular, en lugar de tener un diseño fijo único montado en la tarjeta portadora. El Crystal DM es un convertidor de 16 bits delta-sigma de entrada-salida y canal dual (2 canales de entrada A/D y dos de salida D/A). Esta diseñado para ofrecer un alto desempeño en frecuencias de muestreo de hasta los 50kHz. El DM requiere del siguiente suministro de energía: +5V - 130mA y $\pm 12V$ - 90mA.

Ambas entradas analógicas en el DM (DMIN_CH0 y DMIN_CH1), tienen un intervalo de voltaje máximo de $\pm 2V$, con 10kOhm de impedancia de entrada en la trayectoria de cada señal. Este es un detalle crítico en la operación, pues recordemos que los micrófonos, gracias a su polarización, pueden manejar voltajes de ± 5 Volts. Es importante emplear señales de ruido cuyo nivel no provoque la saturación de los convertidores DM. Por razones de integridad cada entrada está referida a tierras separadas (GIN_A y GIN_B). Hay que señalar que las entradas analógicas son invertidas a través de una etapa de ganancia unitaria antes de ser presentadas al CAD.

Las salidas analógicas del DM (DMOUT_CH0 y DMOUT_CH1) tienen un intervalo máximo de voltaje de salida de $\pm 2V$, con capacidad de manejar cargas de hasta 600 Ohm referidas a cada una de las tierras separadas (GOUT_CH0 y GOUT_CH1). Las salidas analógicas son invertidas a través de una etapa de ganancia unitaria.

Las entradas y salidas de los DMs son muestreadas a la misma razón. La tasa de muestreo es derivada directamente del reloj del sistema que sea seleccionado por el DM. Se puede emplear una de seis fuentes como reloj del sistema del DM, ver tabla III.3:

DMCLK_0	Reloj residente en el DM, fijado de fábrica a 12.288MHz
DMCLK_1	Reloj residente en el DM, fijado de fábrica a 6.144MHz
MCLK_0	Reloj derivado del TCLK_0 del PC/DMCB 12.288MHz
MCLK_1	Reloj derivado del TCLK_1 del PC/DMCB 11.2896 MHz
EXTCLK_0	Reloj de usuario externo, proveniente del PC/DMCB
EXTCLK_1	Reloj de usuario externo, proveniente del PC/DMCB

Tabla III.3 Frecuencias de reloj disponibles en los módulos A/D del DSP.

Cuando se usan los relojes internos (4 primeras opciones), el conjunto de valores de frecuencia de muestreo del DM es limitado, ya que parten de un preescalamiento de estos. El conjunto de valores más grande se obtiene al emplear el MCLK_1, como se muestra en la tabla III.4:

serie 1
$f_m = (48, 32, 24, 16, 12, 8, 6, 4)$ [kHz]
serie 2
$f_m = (44.1, 29.4, 22.05, 14.7, 11.025, 7.35, 5.5125, 3.675)$ [kHz]

Tabla III.4 Frecuencias de muestreo disponibles al emplear los distintos relojes internos del DSP.

La imposibilidad de obtener frecuencias de muestreo distintas representa una latente fuente de error en el desempeño del algoritmo, como se verá mas adelante (Una posible solución consiste en emplear un reloj de sincronía externo, pero existen muchos problemas de carácter técnico que tendrían que ser superados).

Existe un retardo de aproximadamente 54 muestras en la señal de los DMI entre la entrada y la salida, ocasionado por la presencia de filtros digitales anti-aliasing después de los convertidores A/D de entrada de los módulos DM. Esto provoca un desfase en función de la frecuencia de muestreo f_m entre la entrada y la salida. La tabla III.5 muestra las consecuencias de esto:

f_m [kHz]	T_s [mms]	$tdelay$ [ms]	$mdelay$ [m]
48	20.83	1.124	0.386
29.4	34	1.836	0.630
24	41.6	2.246	0.769
22.05	44.4	2.397	0.821
12	83.3	4.498	1.545
11.025	90.7	4.897	1.68
8.0	125	6.750	2.319
7.35	136.05	7.347	2.497
5.5125	181.4	9.795	3.36
3.675	272.1	14.693	5.04

f_m = frecuencia de muestreo

T_s = período de muestreo

$tdelay$ = tiempo mínimo aproximado de retardo entre entrada y salida de un canal del DM

$mdelay$ = distancia de retardo provocada por el $tdelay$

$v_{sonido} = 343$ m/s (o, el tiempo en recorrer un metro son=2.915 ms/m)

Tabla III.5 Efectos del retardo de entredade los convertidores A/D.

La tabla III.6 resume las características del DM:

Parámetro	Entrada			Salida			Unidad
	Min	Max	Tip	Min	Max	Tip	
Resolución		16			16		Bits
Suministro energía:							
Analógica			± 12			± 12	Volts
Digital			+ 5			+ 5	Volts
Entrada Analógica							
Voltaje		± 2					Volts
Impedancia			10				kOhm
Salida Analógica:							
Voltaje					±2		Volts
General:							
S/(R + D)	88		90	88		90	dB
D A T	95		98	95		98	dB
A I C (dc-20kHz)	85		90	85		90	dB
S M I C		0.001					Grados

Resolución = El número total de códigos posibles de entrada salida para representar un valor analógico es 2^N , donde N es la resolución en bits.

Señal a ruido más distorsión (S/(R+D))= Es la razón del valor RMS de la señal a la suma RMS de todos los otros componentes sobre un ancho de banda especificado, incluyendo los componentes de distorsión y excluyendo dc

Distorsión Armónica total (DAT)= Es la razón de la suma de las primeras cinco armónicas a la fundamental.

Aislamiento inter-canal (AIC)= Es una medida del crosstalk entre los canales de entrada y salida del DM. Esta es medida para cada canal de salida, con la entrada del canal bajo prueba aterrizada y una señal a escala completa aplicada al otro canal

Skew de muestreo inter-canal (SMIC)= Una medida de la diferencia entre los tiempos de muestreo de los canales de entrada.

Tabla III.6 Características eléctricas de los convertidores A/D.

TARJETA QUAD DE PROCESADORES C40 (QPC/C40B)

El QPC/C40B pertenece a una familia de tarjetas portadoras para PC diseñadas alrededor del DSP de punto flotante TMS320C40 de Texas Instruments, que permiten implementar aplicaciones de procesamiento digital en tiempo real.

La tarjeta también presenta distribución modular y soporta hasta 4 módulos conteniendo procesadores TMS320C40 (MDC40S TIM-40). Esta tarjeta presenta una interfaz DSPLINK para comunicarse con periféricos externos (en nuestro caso los módulos DM de conversión A/D-D/A) así como tres interfaces de comunicación con la PC. Gracias a esto, es posible trabajar con los 4 módulos TIM de DSP de manera independiente o de manera síncrona, y que cada uno de ellos controle dos canales de entrada y dos canales de salida de los DMs [37]. La programación de los DSP puede hacerse desde la PC, empleando un lenguaje de mayor nivel (lenguaje C), y el intercambio de información en tiempo real entre la PC y el QPC/C40B, lo que da una gran versatilidad de operación [38].

La QPC/C40B es una tarjeta de gran tamaño destinada para albergarse en gabinetes PC tipo AT y típicamente demanda la energía especificada en la tabla III.7:

<i>Alimentación de la tarjeta QPC/C40B</i>	
+ 5 V	2 A
± 12 V	0 A.

Tabla III.7 Alimentación eléctrica de las tarjetas portadoras del DSP.

MÓDULO INDIVIDUAL C40 (MDC40S TIM-40)

El módulo MDC40S TIM-40 es una plataforma de hardware estándar que comprende típicamente un procesador TMS320C40 (operando un reloj de 40 o 50 MHz), tres bancos de memoria RAM estática (de 32K X 32 ó 128K X 32), una PEROM (que alberga valores dependientes del hardware que son leídos por el procesador durante el arranque), un reloj oscilador (por si no se desea usar la señal de la tarjeta PC/DMCB), y puertos periféricos paralelos [38]. Estos módulos pueden ser sencillos (un solo procesador) o dobles (dos procesadores cada uno). En nuestro caso se tienen módulos sencillos. El módulo demanda la energía especificada en la tabla III.8:

Alimentación del módulo MDC40 TIM40	
+5 V	700 mA
±12 V	0 A.

Tabla III.8 Alimentación eléctrica de los módulos individuales del DSP

Tabla III.8 Alimentación eléctrica de los módulos individuales del DSP.

Una de las características más importantes es la de que el DSP maneja operaciones numéricas en 32 bits, mientras que los convertidores DM manejan solamente códigos de 16 bits. Esto obliga a mapear únicamente los 16 bits más significativos de los registros del DSP a los registros de los convertidores de entrada y salida.

De tal manera que el intervalo dinámico que se puede manejar numéricamente con el DSP es mostrado en la tabla III.9 siguiente:

SALIDA:			
Valor Long DSP	Representación Exponencial (32 bits)	ValorCódigo DM (16bits)	Voltaje en DM-OUT
2147483648	2^{31}	2^{15}	2 Volts
1073741824	2^{30}	2^{14}	1 Volts
-65535 a 32768	$-(2^{16} - 1)$ a 2^{15}	0	0 Volts
-2147483647	$-(2^{31} - 1)$	$-(2^{15} - 1)$	-1 Volts
-4294967295	$-(2^{32} - 1)$	$-(2^{16} - 1)$	-2 Volts

Tabla III.9 Intervalo de valores soportados por el convertidor D/A asociado al DSP.

Una solución para evitar la representación de 32 bits del DSP en la manipulación numérica del algoritmo, es la de mapear los valores de entrada proporcionados por el DM a Volts (dividir entre 2^{30} que equivale a 1 Volt), y luego, al mandar los valores al registro de salida hacia los DMs, multiplicar ese número por el factor de escala. De esta forma, el mapeo de 16 a 32 bits es completamente transparente para uno, pues trabaja con números de punto flotante con magnitud comprendida entre -2 y +2.

En conjunto, las dos tarjetas con sus módulos son representados gráficamente en la figura III.4:

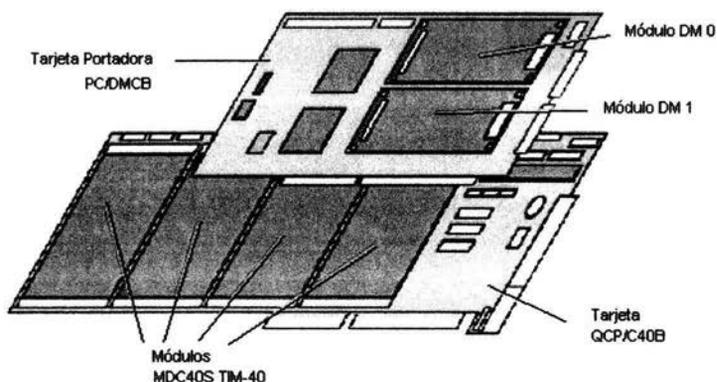


Figura III.4 Tarjetas portadoras y módulos asociados.

Los algoritmos de procesamiento digital que se encargan de enfatizar los micrófonos y discriminar las ondas viajeras en uno y otro sentido fueron implementados en un solo módulo **MDC40S** y elementos asociados.

En adelante, se denominará a este conjunto como Tarjeta Quad Procesador C40 + Crystal Convertidor A/D o simplemente **QPC40+CCAD**.

PROGRAMA DE COMUNICACIÓN DSP-PC

El programa está formado por dos partes, una (programada en lenguaje C) corre en la memoria de la PC y la otra (en ensamblador del TMS320C40) se descarga al QPC40 y corre en la memoria de un DSP. Esto permite que desde la PC podamos controlar la ejecución del programa del DSP y que además podamos capturar datos que éste proporcione en tiempo real. Dado que el envío de información del DSP a la PC involucra un gran sacrificio en el tiempo de procesamiento de la tarjeta, y el algoritmo es por sí excesivo en cálculo, se ha restringido a enviar a la PC únicamente las variables de trabajo del algoritmo, con fines de supervisión de su operación. En caso necesario, sin embargo, es posible hacer correr determinado número de veces un proceso iterativo y, al final de éste, mandar los resultados a la PC, en donde se almacenarán para futuro empleo. La comunicación entre ambas partes del programa total se muestra esquemáticamente en la figura III.5:



Figura III.5 Organigrama de comunicación entre la PC de mando y el DSP.

El programa de la PC (Host) es el encargado de cargar las librerías de comunicación con el DSP, recoger las variables de operación definidas por el usuario, abrir el canal de comunicación con el DSP, descargarle el programa ensamblador (Target) destinado a él, mandarle los valores de operación necesarios y cerrar la comunicación (en caso de no requerir la PC de datos de resultado). El DSP una vez que ha cargado el código ensamblador, se encarga de recibir los valores de operación, entre los cuáles tenemos el procesador a utilizar (A, B, C ó D), la fuente de reloj, la frecuencia de muestreo, además de construir las estructuras necesarias para el desarrollo del algoritmo.

La comunicación con la tarjeta QCP40 es realizada en el DSP a través de interrupciones. Los relojes de ambas tarjetas están sincronizados, de tal manera, que en cualquier momento, el DSP es capaz de leer o escribir los datos contenidos en los registros de entrada y/o salida de los convertidores. La forma en que los convertidores "avisar" al DSP de la existencia de un dato nuevo en los canales de entrada es a través de poner un bit de interrupción a 1 dentro de los registros del procesador. Si el programa Target habilita la atención de

interrupciones, el DSP suspende cualquier actividad que se encuentre desarrollando en tal instante y ejecuta una rutina de interrupción, en donde típicamente se limpia la bandera (bit), se recogen los datos de los registros correspondientes y una vez procesados, se escriben en los registros de salida.

Cuando la frecuencia de muestreo de los convertidores (que determina el intervalo de frecuencias que pueden ser manejados sin producir efectos indeseables) es demasiado alta, el tiempo transcurrido entre dos interrupciones consecutivas será corto, lo que reduce la cantidad de operaciones que pueden ser realizadas dentro de la rutina de interrupción. Existe pues un compromiso entre la frecuencia de muestreo elegida y la complejidad de las operaciones realizadas por el DSP.

III.3 EMPATAMIENTO

El primer conjunto de experimentos tiene por objeto el compensar las diferencias en magnitud y fase de la respuesta dinámica entre dos micrófonos. Dado que la longitud de onda de las ondas acústicas con propagación plana dentro del tubo es grande comparada con la distancia existente entre los micrófonos de discriminación, el algoritmo de detección es especialmente susceptible a la diferencia de respuesta en fase de los micrófonos de captura. Es más acentuada esta vulnerabilidad a bajas frecuencias, pues además de que es en esa región donde más difiere la respuesta de los micrófonos, la diferencia de fase de la onda acústica es muy pequeña y más susceptible a errores de medición.

Se procedió a utilizar un filtro adaptivo SU-LMS en su modalidad de filtro inverso, con fin de obtener un filtro FIR que igualara la trayectoria de transmisión de la señal preamplificada captada por el micrófono 1 con la de la correspondiente del micrófono 0, que se toma como referencia. La elección del micrófono de referencia pudiese ser tema de controversia. Asumiendo que con un filtro FIR de enésimo orden pudiese igualarse dos filtros de trayectoria diferentes cualquiera, la elección del micrófono de referencia se basaría en el que presentara el mayor intervalo de frecuencias de trabajo. Así, la compensación consistiría también en incrementar el intervalo dinámico del micrófono con respuesta más limitada. En la práctica, sin embargo, esto no es posible. El que se pueda igualar la respuesta de dos funciones de transferencia distintas mediante el empleo de un filtro adicional dependerá de las características del sistema a igualar. Para el caso de transductores (en nuestro caso micrófonos) trabajando fuera de intervalo de operación, sus respuestas en frecuencia caen dramáticamente y no siempre con la misma pendiente. Si se emplea como referencia el micrófono con ancho de banda mayor, forzaremos a que el filtro de adaptación intente elevar a un nivel cuantificable una señal de entrada que es casi nula. En todos los casos, la igualación solo se logra en esas regiones de una manera aproximada, y el error entre ambas se minimiza satisfactoriamente solo si el orden del filtro de compensación tiende a infinito. En este sentido, conviene, en la práctica, proceder de manera inversa, es decir, se toma como referencia el micrófono con respuesta en frecuencia más limitada

En nuestro caso, tenemos la fortuna que la respuesta de los micrófonos comerciales es muy semejantes. El efecto más dramático se da precisamente en bajas frecuencias (pues unos tienen una frecuencia de corte menor que otros), pero en general, la fase entre ambos no permanece constante. Dado que el empleo de retardos precisos entre dos señales es el núcleo del algoritmo de detección, un desfase en las respuestas va en detrimento potencial del sistema.

Con objeto de que el filtro adaptivo trabaje con señales causales, es necesaria la introducción de un filtro de retardo $D(z)$ dentro de la trayectoria de transmisión del micrófono de referencia. La longitud de éste (el número de muestras en que se retardará la señal de entrada) conviene hacerla igual a la mitad de la longitud N del filtro FIR de compensación $W(z)$. Queda entonces por definir la longitud de este filtro FIR. Se asume que tenemos total desconocimiento de las características de los transductores, de tal manera que la longitud del filtro se elegirá a prueba y error, experimentando con longitudes potencias de 2. El valor finalmente empleado representará un compromiso entre el nivel de empatamiento entre las trayectorias de los micrófonos y los requerimientos de memoria y procesamiento que demande. En la figura III.6 se muestran en bloques las trayectorias de transmisión de las señales de los micrófonos.

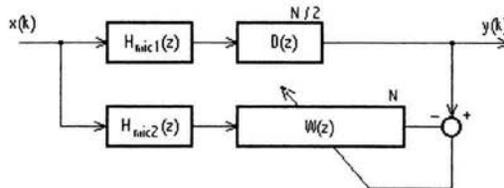


Figura III.6 Diagrama a bloques de las trayectorias de transmisión de las señales de los micrófonos.

Para el correcto funcionamiento del algoritmo de empatamiento se requiere garantizar que es aplicada exactamente la misma señal de excitación a ambos micrófonos. Debido a sus propias dimensiones físicas, es imposible que ambos micrófonos censen la presión acústica en el mismo punto dentro del ducto. Sin embargo, podemos auxiliarnos de la propagación planar de las ondas dentro de él. Si excitamos un ducto con ruido de ancho de banda menor que el definido por la frecuencia de corte del tubo, tendremos un frente de onda acústico plano, es decir, tendrá la misma amplitud y fase en cualquier punto sobre las áreas definidas por cortes transversales arbitrarios. De modo que si empatamos lado a lado dos micrófonos y, para minimizar posibles efectos de rugosidad, los colocamos en el centro geométrico del ducto, podemos considerar que están sometidos a la misma excitación. Como medida adicional se incluyó una terminación absorbente en el extremo abierto del tubo. Esto es ilustrado en la figura III.7:

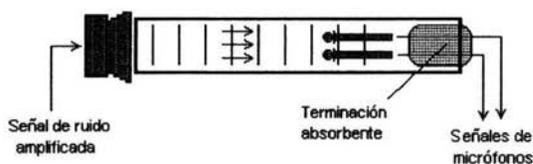


Figura III.7 Disposición física para emparejar la respuesta de los micrófonos.

La frecuencia de muestreo es uno de los puntos más importantes que queda definir. Por diversas razones, que se explicarán en la sección III.4, se escogió la frecuencia de 7.35 kHz. Esto implica que la frecuencia máxima que se puede manejar en el algoritmo, como resultado del teorema de muestreo, es de 3,675 Hz. Éste valor es mayor que el máximo soportado por la propagación planar dentro del ducto: 1,700 Hz, lo que no limita en intervalo de frecuencias de operación en absoluto. Así, la señal de ruido empleada se restringió a contener frecuencias armónicas de 1,600 Hz como máximo.

El generador del analizador de espectros Brüel&Kjaer 2034 permite disponer de señales senoidales, impulsivas y de ruido aleatorio. Estas señales, y en particular la de ruido, pueden ser "filtradas" para eliminar componentes espectrales no deseadas, dependiendo de la escala de medición seleccionada en el aparato. Así, el analizador 2034 puede generar una señal de ruido aleatorio con contenido espectral de los 0+ Hz hasta los 1600 Hz, misma que se empleó para alimentar al altavoz fuente de ruido a través del amplificador DENON. Además, el analizador permite obtener (entre otras cosas) la respuesta en frecuencia de los canales de entrada (A y B) así como la respuesta impulso de estos (canal A -entrada, canal B-salida). En esta sección nos interesa únicamente emplear mediciones de respuesta en frecuencia para verificar el nivel de emparejamiento de los micrófonos. El analizador incluye también una interfaz GPIB para transferencia de resultados con una PC. Se cuenta con un programa de PC que, empleando la interfaz, pide los datos visualizados en la pantalla del analizador y los almacena en archivos con formato MATLAB (.MAT) y texto (.TXT). Estos archivos son cargados en programas MATLAB respectivos, que los formatean y presentan en modo gráfico. Hay que notar que las gráficas obtenidas muestran la respuesta en frecuencia de la función $hmic1/hmic2$.

Para la adaptación se planteó la situación siguiente. Es inapropiado (aunque se plantea como posibilidad) hacer el emparejamiento de los micrófonos durante la operación del algoritmo de discriminación, dado que no se espera que cambien las trayectorias de transmisión de los filtros, además de que demandaría más recursos de cálculo del DSP. Con vista en ello, es preferible obtener el filtro de compensación previo a la discriminación, de tal manera que durante ésta los coeficientes del filtro se mantengan constantes. La forma de trabajo será entonces:

1. Colocar el par de micrófonos empatados físicamente dentro del tubo y excitar a éste último con una señal de ruido amplificada de ancho de banda de 1600 Hz originada por el analizador 2034
2. Cargar un programa de adaptación en el DSP, que maneje las señales preamplificadas de los micrófonos, con los valores de operación apropiados, y esperar a que converja a una salida adecuada
3. Una vez que haya convergido la salida del micrófono de prueba, enviar los coeficientes del filtro FIR de compensación resultante a la PC
4. La parte del programa que corre en la PC se encarga de recuperar los coeficientes enviados por el DSP, así como las variables de operación y generar dos archivos con la información respectiva así obtenida.
5. Con el analizador 2034 capturamos la respuesta en frecuencia de ambos micrófonos y se los enviamos a la PC para su almacenamiento en formato MATLAB (El formato texto no fue empleado.) De allí se obtienen las gráficas de resultados y se evalúa en nivel de convergencia.

Esto se repetirá para los diferentes órdenes del filtro FIR empleados. En nuestro caso, se empleó $N=32$, 64, 128 y 256. La razón de escoger potencias de 2 se debe principalmente a convención y optimización de manejo de memoria. El proceso de programación del DSP en lenguaje C consiste en emplear un compilador especial, suministrado con las tarjetas QCP40, que realiza, para la sección Target, una "traducción" de las instrucciones y estructuras del C a las equivalentes en ensamblador del C40. Así, resulta posible cargar librerías compiladas para C en el código original y éstas son traducidas a su equivalente en lenguaje DSP. Con fines de simplificación de código, y aprovechando el concepto de encapsulación muy en boga en la programación actual, se emplearon librerías en C autoría del director de tesis, que permiten la construcción de estructuras especiales para procesamiento de señales, tales como retardos y filtros FIR. Dado que esas librerías fueron originalmente destinadas a desarrollar programas en una PC, y se planteaba el uso de transformadas rápidas de Fourier con ellas, era más factible diseñarlas para soportar longitudes potencias de dos, que son las idóneas para esta clase de operaciones. Así, pese a que podemos elegir longitudes arbitrarias: 5, 17, 38, etc., las estructuras de la librería siempre son creadas a la potencia de dos superior más cercana: 8, 32, 64, etc. El programa de discriminación, como se explicará posteriormente, no realizará tareas adicionales a las de detección: se limitará a cargar un archivo de coeficientes del filtro y aplicarlo al canal de entrada respectivo, asegurando que ambos canales estarán entonces compensados.

Por la forma de captura de señales del DSP, el algoritmo de empatamiento tiene que implementarse en la rutina de interrupción, lo que implica que el procesamiento requerido no emplee demasiado tiempo. Es por esta razón que se empleó una variación del algoritmo LMS, el SU-LMS, que si bien requiere aproximadamente N veces más tiempo para converger que el algoritmo original, garantiza que el número de operaciones requeridas por interrupción sea asimismo N veces menor. Esto permite manejar longitudes de filtros de compensación relativamente grandes (Al emplear el LMS tradicional, con la frecuencia de muestreo de 7.35 kHz, no podía emplearse un filtro de orden mayor a 50). En el apéndice C se incluye el código fuente de la interrupción del DSP, implementando el SU-LMS.

III.4 DETECCIÓN DE ONDAS VIAJERAS

Recordemos, de la introducción, que las amplitudes aproximadas de las ondas viajeras en uno y otro sentido a lo largo del tubo medidas al centro del arreglo de micrófonos pueden obtenerse de las siguientes ecuaciones recursivas para el caso general, con $K_s \geq 1$ (Tabla III.10):

Concepto	Expresión
Amplitud compleja estabilizada de la presión de onda de sonido viajando en la dirección positiva	$a'(n) = \alpha(p_1(n - K_s) - p_2(n - 3K_s)) + \beta a'(n - 4K_s)$
Amplitud compleja estabilizada de la presión de onda de sonido viajando en la dirección negativa	$b'(n) = \alpha(p_2(n - K_s) - p_1(n - 3K_s)) + \beta b'(n - 4K_s)$
Coefficiente estabilizador de rapidez de seguimiento de α' y β'	$\beta = e^{-4K_s/N} \approx 1 - 4K_s/N$
Coefficiente estabilizador de varianza de error de α' y β'	$\alpha_{\text{opt}} = (1 + \beta)/2 \approx 1 - 2K_s/N$
Varianza de la señal de error de α' y β'	$\frac{\sigma_e^2}{\sigma_a^2} = (1 - \beta)/2 \approx 2K_s/N$
Amplitud compleja estabilizada de la presión de onda	$p'(n) = \alpha_p(p_1(n - K_s) + p_2(n - K_s)) - \beta_p p'(n - 2K_s)$
Amplitud compleja estabilizada de la velocidad de partícula	$u'(n) = (\alpha_u / \rho c)(p_1(n - K_s) - p_2(n - K_s)) + \beta_p u'(n - 2K_s)$
Coefficiente estabilizador de rapidez de seguimiento de p' y u'	$\beta_p = \beta_u = e^{-2K_s/N} \approx 1 - 2K_s/N$
Coefficiente estabilizador de varianza de error de p' y u'	$\alpha_{p \text{ opt}} = \alpha_{u \text{ opt}} = (1 + \beta_p)/2 \approx 1 - K_s/N$
Varianza de la señal de error de p' y u'	$\frac{\sigma_e^2}{\sigma_p^2} = \frac{\sigma_e^2}{\sigma_u^2} = (1 - \beta_p)/2 \approx K_s/N$

Tabla III.10 Ecuaciones base genéricas del multímetro acústico ($K_s = 1, 2, 3$)

donde N es el tiempo de integración, K_s es el radio geométrico (en muestras) del arreglo de micrófonos, y $p_1(n)$ y $p_2(n)$ son las muestras de presión medidas en el micrófono 1 y el micrófono 2 respectivamente.

Este conjunto de ecuaciones presupone que podemos escoger un periodo de muestreo que sea un submúltiplo exacto del tiempo que le toma a las ondas acústicas recorrer la distancia de separación de los micrófonos. Como puede deducirse, eso implicaría que estamos considerando que la velocidad de propagación del sonido siempre se mantendrá constante, lo que en la práctica no resulta cierto. Entre los resultados de este experimento se pretende encontrar que la variación de la velocidad del sonido no representa un error considerable en la discriminación de las amplitudes de las ondas viajeras.

Al usar una distancia entre micrófonos demasiado grande, se presenta un fenómeno de pérdida de seguimiento para señales de entrada cuya semilongitud de onda sea un múltiplo de $K_s * T_s$.

$$T_s = (K_s)^{-1} \tau = (K_s)^{-1} \delta / c \quad \dots(II.40)$$

Para evitar esto, dicha distancia debe tender a mínimo, pero evitando que los micrófonos queden físicamente muy cerca, pues estaríamos requiriendo un alto grado de sensibilidad de estos para discernir entre ondas de presión casi idénticas. Por experiencias anteriores, se determinó que la distancia mínima entre los micrófonos de discriminación fuese de 10 cm, lo que explica la distancia entre las perforaciones de los ductos descritas en la sección III.1. Esta distancia, 'restringe' teóricamente el conjunto de frecuencias que podemos discriminar con nuestro arreglo, esto es, no se deberían considerar todas aquellas señales cuya semilongitud de onda (o múltiplos de ésta) mida exactamente la distancia entre micrófonos d_{mics} , a saber:

$$m(\lambda / 2) = 2\delta / c = d_{mics} = 0.10[m] \quad \dots(III.2)$$

donde $m = 1, 2, 3, \dots$

resolviendo (III.2) para la frecuencia obtenemos las frecuencias críticas:

$$f_m = c / \lambda = c / (2d_{mics} / m) \quad \dots(III.3)$$

y evaluando para distintos valores de m :

$$\begin{aligned} f_1 &= 343 / (2 * 0.1 / 1) = 1715 \text{ [Hz]} \\ f_2 &= 343 / (2 * 0.1 / 2) = 3430 \text{ [Hz]} \\ f_3 &= 343 / (2 * 0.1 / 3) = 5145 \text{ [Hz]} \\ f_4 &= 343 / (2 * 0.1 / 4) = 6860 \text{ [Hz]} \dots \end{aligned}$$

Esto implica que a partir de una frecuencia de 1715 Hz, hacia arriba, se presentaran a intervalos regulares valores específicos de frecuencias de la señal de entrada que el algoritmo de discriminación no será capaz de procesar.

Una vez determinada la distancia mínima entre micrófonos, falta únicamente escoger el K_s apropiado para el arreglo de micrófonos. Como el número de muestras que se pueden hacer en un lapso de tiempo equivalente al empleado por una onda acústica en recorrer 10 cm es función de la frecuencia de muestreo; se tiene que, dada una frecuencia de muestreo y una distancia d_{mics} , se fija automáticamente el valor de K_s .

En términos generales, dada una frecuencia de muestreo f_s , el número de muestras del radio del arreglo de micrófonos K_s y conocida la velocidad del sonido c , se tiene que la separación entre micrófonos está dada por:

$$d_{mics} = 2cK_s / f_s \quad \dots(III.4)$$

En nuestro caso, al tener una distancia entre micrófonos fija, la K_s empleada dependerá únicamente de la frecuencia de muestreo (tomando un valor constante de c):

$$K_s = \text{Int}(d_{mics} f_s / (2c)) \quad \dots(III.5)$$

Expresión que nos genera la tabla III.11, asumiendo que $c = 343$ m/s.

f_s [kHz]	48	44.1	32	29.4	24	22.05	16	14.7	12	11.025	8	7.35
K_s	6.99	6.42	4.66	4.28	3.49	3.21	2.33	2.14	1.74	1.60	1.16	1.07
K_s [muestras]	7	6	5	4	3	3	2	2	2	2	1	1
error %	0.14	7.0	6.8	7.0	16.3	7.0	16.5	7.0	13.0	20.0	16.0	7.0

Tabla III.11 Elección de la frecuencia de muestreo adecuada para el algoritmo.

Valores menores para f_s de los que se muestran en III.11 no serían válidos, puesto que no podemos escoger K_s menores a 1. De tal manera, que para la distancia de 10 cm y con objeto de tener suficiente tiempo para el procesamiento entre las interrupciones de los convertidores, se escoge la frecuencia de muestreo de **7.35 kHz** para todos los experimentos (salvo que se indique lo contrario).

CAPÍTULO IV

Mediciones experimentales

IV.1 EMPATAMIENTO DE LOS MICRÓFONOS

En la figura IV.1 observamos las gráficas de la respuesta en frecuencia de la razón de la señal de los micrófonos de detección (se muestra la magnitud en decibeles en la parte superior y fase en grados en la parte inferior) ante diferentes longitudes del filtro de empatamiento. En línea semipunteada se presenta la curva correspondiente a los micrófonos sin ningún tipo de adaptación. Puede apreciarse que existe una diferencia de aproximadamente 1.5 decibeles entre la respuesta de ambos micrófonos en casi todo el intervalo de frecuencias de trabajo. A frecuencias menores de 200 Hz, la diferencia crece aun más, llegando a presentar una diferencia mayor de 6 dB a valores inferiores a 70 Hz. Esta diferencia imposibilitaría la obtención de resultados fiables con el algoritmo de discriminación, razón por la cual se justifica el empleo del filtro de empatamiento. Note el drástico efecto que provoca en la respuesta la introducción de un filtro de 64 y 256 coeficientes.

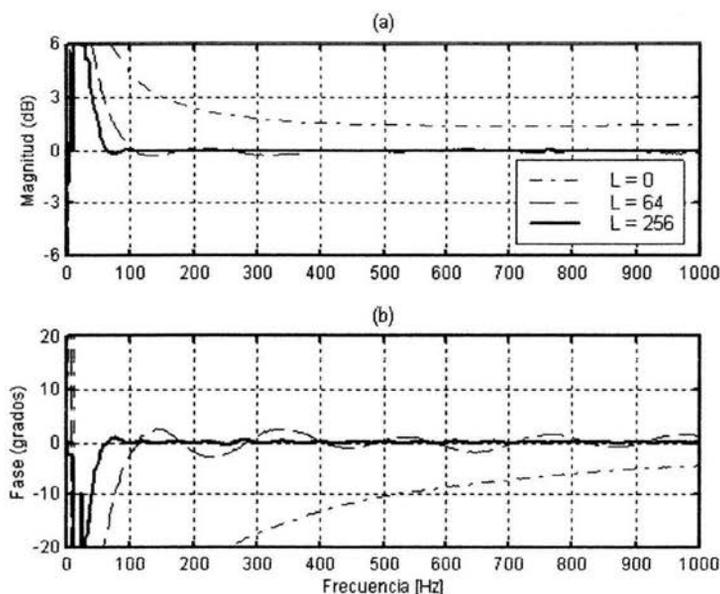


Figura IV.1 Relación de magnitud y fase entre los micrófonos de sensado contra frecuencia.

Aún cuando un amplificador de ganancia ajustable pudiese compensar en mayor o menor grado la relación de las magnitudes de los micrófonos, es de especial atención para nuestro proyecto el comportamiento de la fase (recuerde que el algoritmo se basa en el empleo de retardos precisos), que difícilmente se podría controlar por medios analógicos. El filtro FIR empleado varió en longitud de los 32 a los 256 coeficientes para apreciar el efecto del número de éstos en la corrección de las respuestas. Abajo de los 32 coeficientes, la corrección obtenida no justificaba su empleo, y la demanda de cálculo de un número mayor a 256 coeficientes no permitía su adaptación dentro del procesador. Así, con los 32 coeficientes se obtiene una respuesta bastante aceptable en lo que a magnitud se refiere, pero las oscilaciones en la fase son incluso de efectos más nocivos que el caso sin empatar. Al emplear 64 coeficientes, la magnitud mejora todavía más, pero la fase sigue presentando pequeñas oscilaciones.

En los casos de 128 y 256 se llega a un comportamiento límite, que implica una mejoría mínima ante incrementos de carga de procesamiento. De hecho, aunque la respuesta a 256 coeficientes es ligeramente mejor que la de 128, la tarea de cálculo involucrado es del doble, lo que sacrifica en mucho las capacidades del algoritmo de discriminación, razón por la cual se adopta para los experimentos el filtro de empatamiento de 128 coeficientes.

En la figura IV.2 se muestran las gráficas de los coeficientes de los filtros FIR empleados, de donde se puede también discernir entre cual de ellos tiene la longitud ideal, basándonos en las magnitudes de los valores en sus extremos.

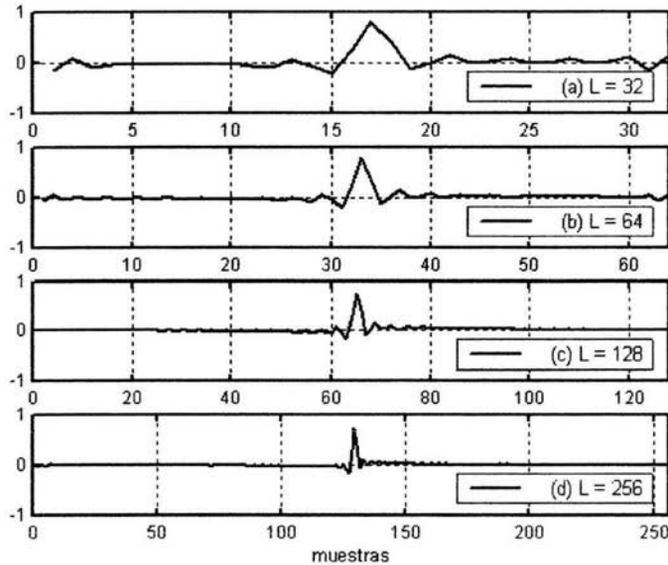


Figura IV.2 Gráficas de los coeficientes de distintos ordenes del filtro de compensación.

En la primera gráfica (a), se presentan los valores del filtro FIR de 32 coeficientes. Como puede apreciarse, los valores extremos del filtro no pueden considerarse nulos, y por tanto el filtro no es lo suficientemente largo. La segunda gráfica (b) muestra una mejora significativa pero, como muestra la figura IV.1, la diferencia de fase obtenida entre las señales no es aceptable. La tercera gráfica (c), correspondiente al filtro de orden 128, muestra que los primeros 25 coeficientes tienen amplitud prácticamente nula, lo que nos lleva a suponer que un filtro de longitud aproximada de 80 coeficientes permitiría obtener una respuesta casi idéntica al de 128 y con menos requerimientos de procesamiento. Sin embargo, como se comentó en el capítulo anterior, estamos limitados al empleo de ordenes de filtro potencia de dos y por ello se seleccionó el inmediato superior. La última gráfica (d) simplemente muestra que un filtro de 256 coeficientes es ya demasiado largo en términos prácticos. En resumen, y de acuerdo a los resultados de magnitud y fase, el orden adecuado del filtro FIR es 128.

En este punto podemos considerar que hemos conseguido en la práctica un par de micrófonos de respuesta idéntica (empatados), en el intervalo de frecuencias de los 50 Hz a los 1600 Hz, partiendo de micrófonos económicos fácilmente asequibles en el mercado.

IV.2 DISCRIMINACIÓN DE ONDAS ACÚSTICAS

INFLUENCIA DE LA VARIACIÓN DE LA VELOCIDAD DEL SONIDO.

En los capítulos de introducción se consideró a la velocidad del sonido como de 343 m/s (constante). Con base en este valor se procede al cálculo de la frecuencia de muestreo ideal para nuestro algoritmo. Sin embargo, en la práctica, la velocidad de propagación de las ondas acústicas en el aire es modificada principalmente por los cambios en la temperatura. El primer paso es pues determinar el valor de la velocidad del sonido en las condiciones del laboratorio para con base en ella justificar la frecuencia de muestreo elegida.

La figura IV.3 ilustra las respuestas impulso del ducto ante una señal de entrada y teniendo como salidas las señales de los micrófonos ya empatados a distancias de 1 y 2 metros de la fuente.

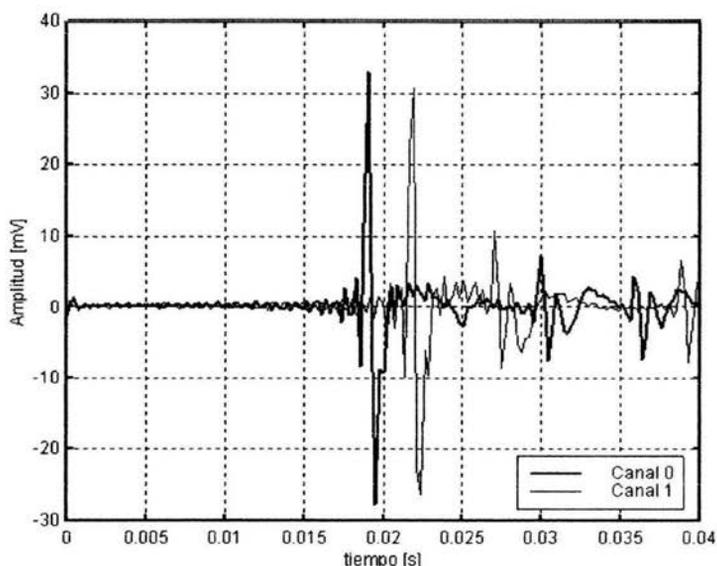


Figura IV.3

Retraso entre las señales acústicas detectadas por los micrófonos ante una señal impulso.

De esta gráfica podemos obtener la velocidad del sonido para las condiciones del experimento (75 Pa, 20° C). La primera señal pico, perteneciente al micrófono del canal 0, se registró a los 0.0189 segundos; mientras que la segunda, del canal 1, se presentó a los 0.0218 segundos. Dado que la distancia entre los micrófonos es exactamente 1 metro, podemos obtener la velocidad del sonido experimental.

$$c_{\text{exp}} = 1 \text{ metro} / 0.0029 \text{ segundos} = 344.827 \text{ m/s (aprox)} \quad \dots(\text{IV.1})$$

Valor que representa un $(344.827-343) / 343 = 0.5326 \%$ de error con respecto al valor teórico manejado.

Debido a lo impráctico de controlar las condiciones ambientales del laboratorio, en particular de la temperatura, se procedió a utilizar un procedimiento equivalente: variar el valor de la frecuencia de muestreo f_s . Al variar el valor de f_s se generan los mismos efectos que el de la variación de la temperatura: el lapso de tiempo que le toma a una onda recorrer la distancia entre los micrófonos no coincidirá con un múltiplo de la frecuencia de muestreo, es decir, los retardos acústicos del algoritmo no serán los adecuados.

Consideremos la expresión (III.4) derivada en el capítulo 3, que determina la distancia existente entre los micrófonos del arreglo de sensado de nuestro instrumento.

$$d_{\text{mics}} = 2cK_s / f_s \quad \dots(\text{III.4})$$

En nuestro caso, K_s y la distancia entre micrófonos son constantes ($K_s = 1$ y $d_{\text{mics}} = 0.10 \text{ m}$), por lo cual existe una relación proporcional entre la velocidad del sonido y la frecuencia de muestreo. Para una velocidad del sonido de 343 m/s, la frecuencia de muestreo más apropiada en estas condiciones es de 7,350 Hz. Sin embargo, aparte de ésta, las frecuencias de muestreo más cercanas disponibles de los convertidores del DSP son las de 6,000 Hz y 8,000 Hz. La gráfica de la ecuación (III.4) para estas tres frecuencias en estas condiciones se ilustra en la figura IV.4:

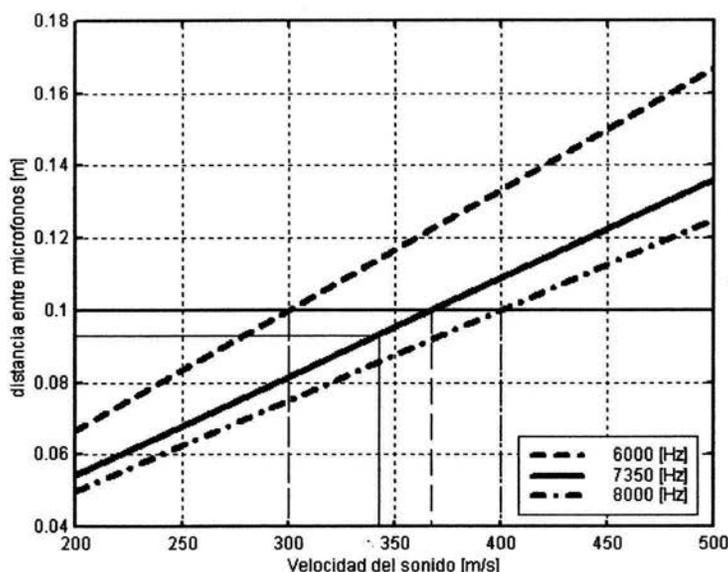


Figura IV.4 Velocidad del sonido equivalente contra frecuencia de muestreo.

Se observa que para la frecuencia de muestreo de 7,350 Hz, que es la elegida en los experimentos, la velocidad del sonido idónea de trabajo sería de 367.5 m/s, que de hecho es un valor muy alto para esta variable (corresponde a una temperatura de aproximadamente 60°C). Al valor correcto de 343 m/s le correspondería una frecuencia de muestreo de 6,860 Hz, que no es capaz de proporcionar nuestro convertidor; o bien una distancia entre micrófonos de aproximadamente 0.093 m (este valor, sin embargo, no fue adoptado en la práctica, ya que nos ajustamos a las perforaciones previamente hechas al ducto cada 10 cm).

Dada la restricción de la distancia de los micrófonos, tenemos que si la frecuencia de muestreo disminuye, impacta al algoritmo con el mismo efecto que si la velocidad del sonido aumenta; o bien, si la frecuencia de muestreo aumenta, el algoritmo lo percibe como un decremento de la velocidad del sonido.

En términos prácticos, la velocidad del sonido en el aire es directamente proporcional a la raíz cuadrada de la temperatura [Apéndice B]. Esto nos permite trasladar la relación existente entre la frecuencia de muestreo y la velocidad del sonido, a la relación entre la frecuencia de muestreo y la temperatura.

En este punto podemos concluir cosas importantes. En primer lugar, la frecuencia de muestreo no es la idónea para el óptimo desempeño del algoritmo. De hecho, dado que la frecuencia de muestreo elegida se encuentra en un valor superior al requerido por las velocidades de propagación presentes, el algoritmo privilegiará la discriminación de ondas acústicas a temperaturas ligeramente más altas que la temperatura ambiente.

La figura IV.5 muestra el grado de discriminación alcanzado por el algoritmo al simular la variación de la temperatura variando fm. La disminución de fm es equivalente a un aumento de la velocidad del sonido y al contrario, el aumentar fm es equiparable a un decremento de velocidad ocasionado por un descenso de temperatura. Dado que no se tenía la posibilidad de variar la temperatura, se recurrió a variar la fm, empleando para ello los valores disponibles de 6, 7.35 y 8 kHz, que equivale aproximadamente a las temperaturas 160, 20 y -30 °C. Nótese que debido a la mayor cercanía entre -30 °C y 20 °C, la última gráfica presenta un mejor resultado que la primera. Podemos concluir que esta diferencia (± 50 °C) es la variación de temperatura soportada satisfactoriamente por el algoritmo de discriminación.

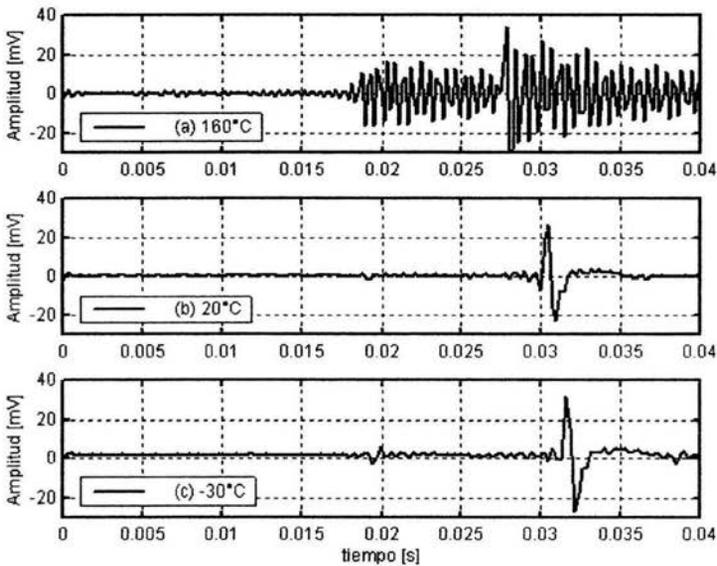


Figura IV.5 Influencia de la variación de la temperatura en la capacidad de discriminación.

INFLUENCIA DE LA CONSTANTE DE INTEGRACIÓN N

Recordemos que la solución estabilizada del algoritmo de discriminación emplea dos coeficientes que afectan la amplitud de las señales sensadas por los micrófonos:

$$\beta = e^{-4/N} \approx 1 - 4/N \quad \dots(11.57)$$

$$\alpha_{opt} = (1 + \beta)/2 \approx 1 - 2/N \quad \dots(11.62)$$

Estos coeficientes dependen del valor elegido para la constante de integración N , que actuará como un tiempo de amortiguamiento. Cuando N tienda a infinito (N debe ser entero), α y β tenderán a 1, lo que nos da una muy buena aproximación a la solución exacta. En cambio, cuando N tienda a números pequeños, las señales de salida presentarán un error considerable, puesto que los coeficientes tenderán a valores grandes, incluso con magnitudes mayores a 1. El compromiso consiste en seleccionar un valor de N que no le requiera al algoritmo mucho tiempo para converger y que proporcione una salida aceptable. Los experimentos evalúan el desempeño para distintos valores de N de los cuales se espera una varianza dada por:

$$\frac{\sigma_e^2}{\sigma_a^2} = (1 - \beta)/2 \approx 2/N \quad \dots(11.63)$$

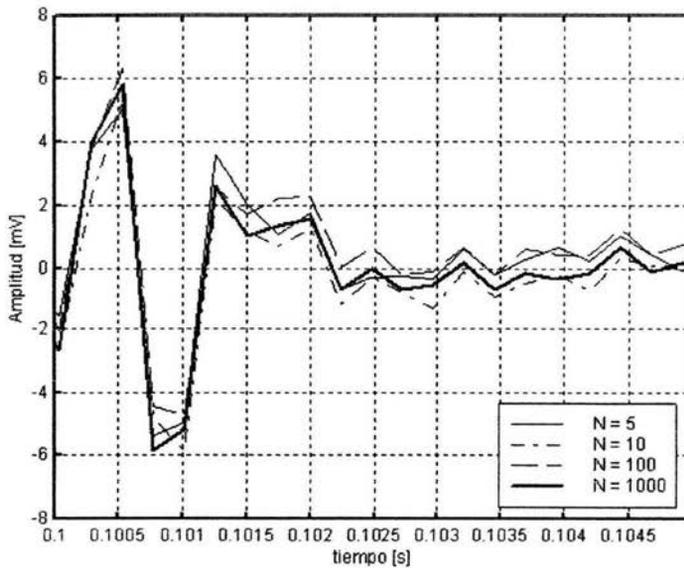


Figura IV.6 Influencia de la constante de integración en la capacidad de discriminación (detalle).

En la figura IV.6 se presenta un detalle de la respuesta impulso del ducto de prueba ante los valores de $N = 5, 10, 100, 1000$. Como puede apreciarse, independientemente del valor de N empleado, el algoritmo es capaz de entregar respuesta más o menos similar. A esta escala se observa con claridad que mientras N sea menor, mayor será la discrepancia presente entre la señal entregada por el algoritmo y la señal real de alimentación. Nótese este efecto en particular, a partir de los 0.1025 segundos, cuando pasa el efecto transitorio, y debiese presentar salida nula.

INFLUENCIA DE LA LONGITUD DEL FILTRO FIR DE COMPENSACIÓN

La figura IV.7 muestra los efectos de la compensación implementada a los micrófonos. Como puede apreciarse, cuando no se encuentran empatados los micrófonos (línea delgada), se presentan señales "fantasmas" puntos en donde, dadas las características del ducto, no debiese existir señal alguna.

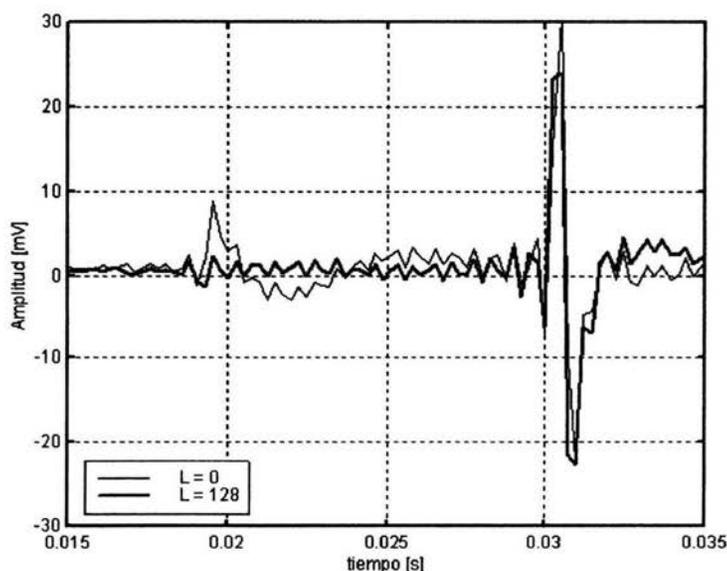


Figura IV.7 Influencia de la longitud del filtro FIR en la capacidad de discriminación.

En este caso se presenta únicamente un detalle de la respuesta impulso, pero este resultado es apreciable a lo largo de toda la señal, tanto del canal 0 como 1. En las señales de los micrófonos sin adaptar, se presenta la influencia del error de fase, dando lugar a lecturas falsas. La respuesta mejora considerablemente al incluir incluso el filtro de compensación de orden 32, que en sí es bastante inexacto. A órdenes mayores no se aprecia una diferencia muy notoria con respecto a éste, en particular porque no se incluyó la referencia de la señal real, pero puede afirmarse que un filtro de orden mayor da lugar a lecturas más fiables, dado que el algoritmo se fundamenta en que las trayectorias de transmisión de sus entradas están perfectamente compensadas.

RESPUESTA IMPULSO

En mediciones acústicas es tarea cotidiana el cuantificar variables tales como la intensidad acústica, la presión sonora y la velocidad de la partícula (así como la distribución espacial y/o temporal de ellas). Por ejemplo, para estimar la intensidad acústica existen técnicas aproximadas que se basan en la relación que existe entre la presión del sonido captada por un micrófono y la intensidad del sonido. En una onda plana viajera esta relación está dada por $I = p^2 / \rho_0 c$. Esto permite suponer que al obtener la magnitud de p , puede determinarse la magnitud de la intensidad acústica. Sin embargo, en la práctica, no siempre puede emplearse esta técnica, ya que en determinados casos estas variables pierden la relación proporcional [2] [3].

El algoritmo de discriminación empleado para el presente trabajo, proporciona de manera directa en los canales de salida del DSP los valores de las amplitudes de las ondas viajeras en uno y otro sentido (a' y b') en el ducto medidas al centro del arreglo de micrófonos. Con una ligera modificación al programa puede obtenerse también la presión acústica (p') y la velocidad de partícula (u'). Lo único que debe hacerse es adicionar las ecuaciones (II.51) y (II.52) al algoritmo, además de la (II.68) y (II.69)

$$a'(n) = \alpha(p_1(n - K_s) - p_2(n - 3K_s)) + \beta a'(n - 4K_s) \quad \dots(\text{II.51})$$

$$b'(n) = \alpha(p_2(n - K_s) - p_1(n - 3K_s)) + \beta b'(n - 4K_s) \quad \dots(\text{II.52})$$

$$p'(n) = \alpha_p(p_1(n - K_s) + p_2(n - K_s)) - \beta_p p'(n - 2K_s) \quad \dots(\text{II.68})$$

$$u'(n) = (\alpha_u / \rho c)(p_1(n - K_s) - p_2(n - K_s)) + \beta_u u'(n - 2K_s) \quad \dots(\text{II.69})$$

Así, obtenemos un novedoso instrumento de medición denominado "multímetro acústico digital".

En la figura IV.8 se presentan las amplitudes de las ondas viajeras derecha A e izquierda B en el ducto con el extremo cerrado, ilustradas en la parte superior e inferior respectivamente.

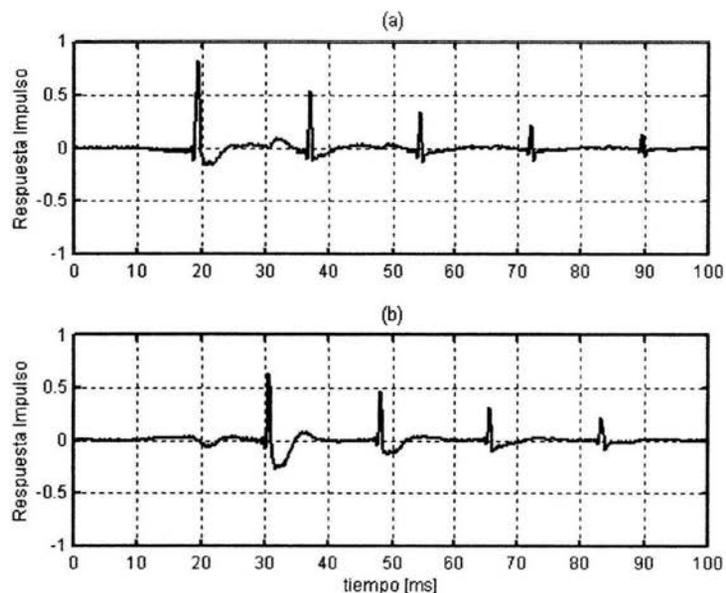


Figura IV.8 Respuesta impulso de las ondas viajeras A (a) y B (b) en un ducto cerrado.

Como puede apreciarse, en cada una de ellas se registran solo los frentes de onda correspondientes al sentido que se desea detectar, reportando señal nula ante el paso de una onda incidente en el sentido contrario. Al efectuar la suma de ambas señales puede obtenerse casi íntegramente la señal de presión original. El diagrama muestra un pequeño retardo de aproximadamente 14 ms debido al retardo utilizado para el empataje de los micrófonos.

En la figura IV.9 se presenta la respuesta impulso de la presión y la velocidad de partícula generadas por el algoritmo para el punto $d = 1$ m de la fuente de sonido.

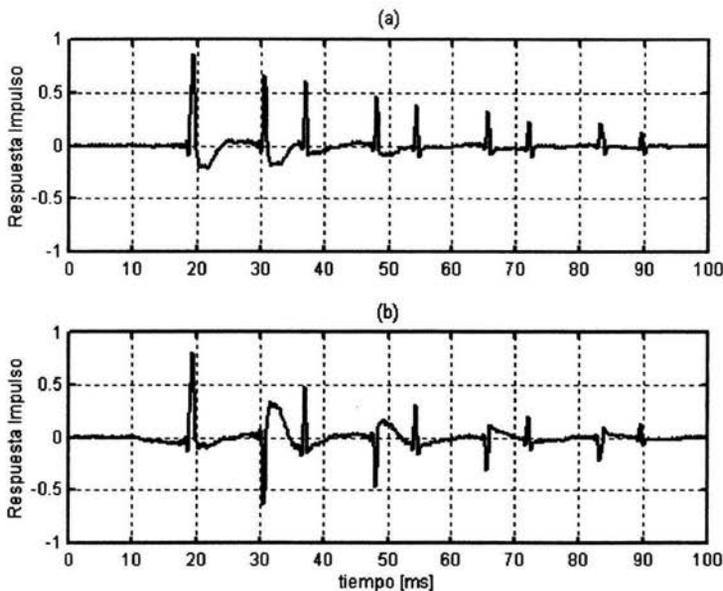


Figura IV.9 Respuesta impulso de la presión P (a) y la velocidad de partícula U(b) en un ducto cerrado.

Note que los picos de la señal de presión al reflejarse sucesivamente en los extremos del ducto. Debido a las pérdidas, la amplitud va descendiendo gradualmente. En el caso de la velocidad, resulta interesante advertir el cambio de signo esperado de la señal en cada reflexión. El signo corresponde al valor de la velocidad con respecto al sistema coordinado con origen en la fuente de sonido y con sentido a la derecha. En ambas señales coinciden los picos (salvo el signo), dando validez al algoritmo de discriminación.

A continuación se presenta la respuesta impulso de las señales A y B, ver figura IV.10 pero ahora con el extremo abierto. Aunque la distribución de los picos de señal es idéntica que para el caso del ducto cerrado, puede apreciarse que las amplitudes de las señales no son ya todas positivas, sino que van alternando en cada reflexión. Esto es debido al efecto del cambio de impedancia acústica en el extremo abierto del ducto. Este cambio de impedancia provoca una reflexión con fase invertida de las señales. Además, la atenuación es mayor en este caso, debido a pérdidas por radiación de sonido en el extremo abierto.

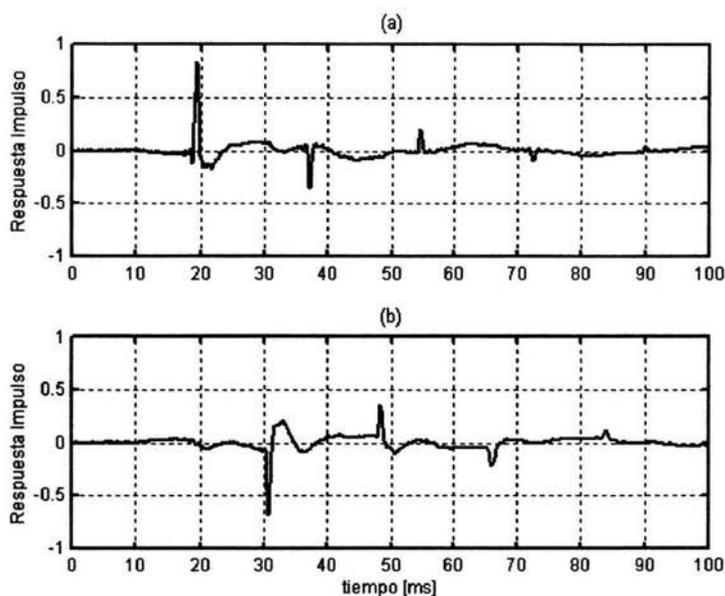


Figura IV.10 Respuesta impulso de las ondas viajeras A (a) y B (b) en un ducto abierto.

Asimismo, en la figura IV.11 se presentan las respuestas impulso de la presión acústica y velocidad de partícula. Aquí es más claro el efecto del cambio de impedancia del extremo abierto, pues en la señal de presión sólo los picos pertenecientes a las reflexiones en el extremo derecho (picos pares), causan cambio de fase. En cambio, en la señal de velocidad, se ven reflejados los efectos del cambio de signo por el cambio de impedancia.

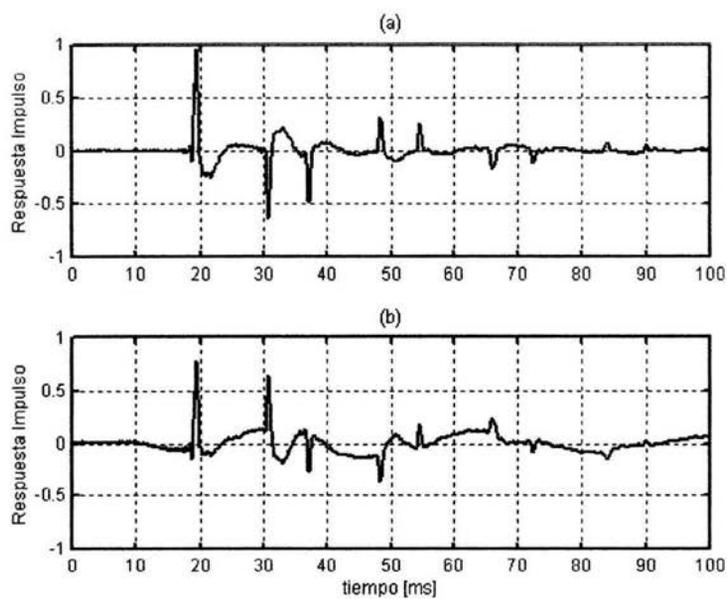


Figura IV.11

Respuesta impulso de la presión P (a) y la velocidad de partícula U(b) en un ducto abierto.

ESTA TESIS NO SALE
DE LA BIBLIOTECA

MODOS DE VIBRACIÓN

En el estudio de la acústica de recintos, es común describir las características resonantes de éstos empleando expresiones matemáticas que describen la distribución de la amplitud de las ondas acústicas, la presión y la velocidad en cada punto geométrico del recinto. Para el caso de ductos, las expresiones matemáticas se simplifican enormemente al considerarse a éstos como recintos unidimensionales, lo que nos permite describir las características acústicas del ducto en función de los puntos sobre la recta imaginaria tendida a su largo. Estas expresiones no solo describen la distribución de las magnitudes a lo largo del tubo, sino las distintas frecuencias que provocan resonancia dentro del ducto. Cada una de estas frecuencias resonantes es determinada por los "modos de vibración". Todo recinto, por sencillo que sea, presenta n modos de vibración diferentes; siendo el primero de ellos el que corresponde a la primera frecuencia de resonancia (la más baja), e incrementándose al crecer el número del modo.

Dadas las características de nuestro tubo (3 metros de longitud con extremos cerrados), las primeras 10 frecuencias de resonancia, correspondientes a los 10 primeros nodos, están dadas por:

$$f = mc/(2L) \quad \dots(IV.2)$$

donde $m = 1, 2, 3, \dots$

Esta expresión sirve para generar la siguiente tabla IV.11:

Modo	Frecuencia [Hz]	Longitud de onda [m]
1	57.17	6.00
2	114.33	3.00
3	171.50	2.00
4	228.67	1.50
5	285.83	1.20
6	343.00	1.00
7	400.17	0.86
8	457.33	0.75
9	514.50	0.67
10	571.67	0.60

Tabla IV.1 Frecuencia y longitud de onda para los 10 primeros modos de vibración.

Los modos de vibración en ductos están bien estudiados y caracterizados, razón por la cual resulta una buena prueba de desempeño del multímetro acústico el que pueda reproducir el comportamiento descrito por las ecuaciones matemáticas. Para ello, se alimentó al ducto con una señal de ruido con contenido espectral entre los 0 Hz y los 8 kHz. Se tomaron mediciones de la presión, la velocidad y la amplitud de las ondas acústicas en cada una de las perforaciones dispuestas a lo largo del ducto (cada 10 centímetros). Esos valores se emplearon para la creación de las gráficas siguientes.

En las figuras IV.12 y IV.13 se presentan los cinco primeros modos para la amplitud de las ondas viajeras derecha e izquierda, respectivamente. Como es de esperarse en una propagación planar, la amplitud de las ondas se mantienen constantes durante su recorrido a lo largo del tubo. Solamente los primeros 3 modos (relacionados con bajas frecuencias) reportan oscilaciones significativas con respecto al valor teórico (marcado con línea punteada).

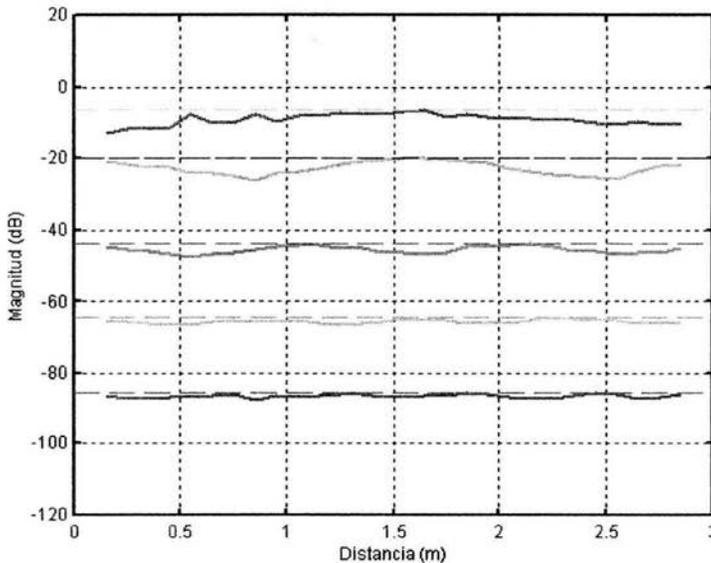


Figura IV.12 Magnitud de la onda viajera en sentido derecho A para los modos de vibración 1-5. (numerados de arriba hacia abajo)

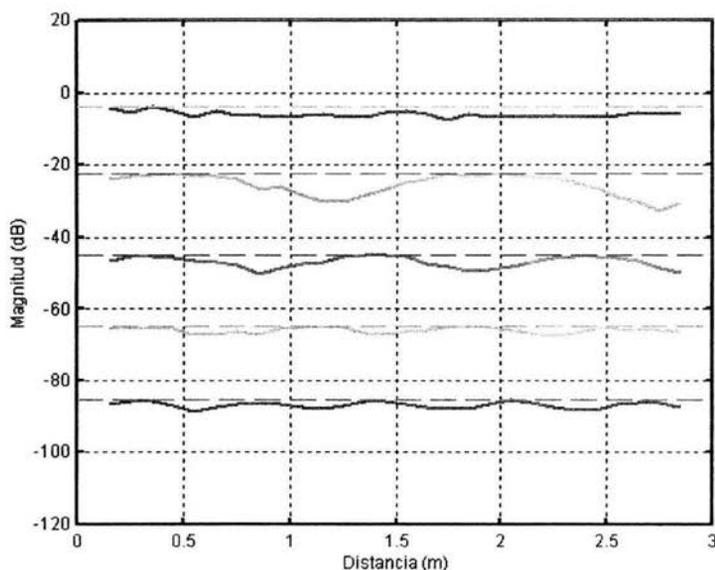


Figura IV.13 Magnitud de la onda viajera en sentido izquierdo para los modos de vibración 1-5.

Recordemos, basándonos en la figura IV.1, que aún con los filtros de empataamiento de micrófonos, la respuesta en frecuencia presenta pequeñas oscilaciones entre ambos, lo que explica las oscilaciones presentes en las amplitudes de las ondas viajeras en ambos sentidos. Aun así, las señales sensadas tienden claramente al valor teórico. Según la tabla IV.1 y las respuestas obtenidas, el algoritmo obtiene una respuesta satisfactoria a partir de aproximadamente 200 Hz.

En la figura IV.14, se ilustran los primeros cinco modos de vibración para la onda estacionaria de presión dentro del ducto. En líneas punteadas se muestran los valores teóricos ideales. En línea continua están los resultados experimentales proporcionados por el algoritmo. Cabe hacer notar que pese a que el modelo teórico es ideal, coincide, salvo pequeños desfases de los puntos nulos, con lo obtenido con el algoritmo. Las diferencias resultan de los efectos no ideales de respuesta en frecuencia de la bocina, tales como las terminaciones acústicas no completamente rígidas. Obsérvese además que, para el caso de la presión acústica, las gráficas siempre presentan magnitud máxima en los extremos del ducto.

En la figura IV.15 se muestran los cinco primeros nodos de vibración de la velocidad de partícula u . Al igual que en el experimento anterior, en línea punteada se representa los valores teóricos y en continua los experimentales. Al contrario que para la señal de presión, la señal de velocidad se caracteriza por presentar magnitud nula en los extremos del ducto siempre, hecho que caracteriza a las ondas estacionarias en un tubo con extremos cerrados.

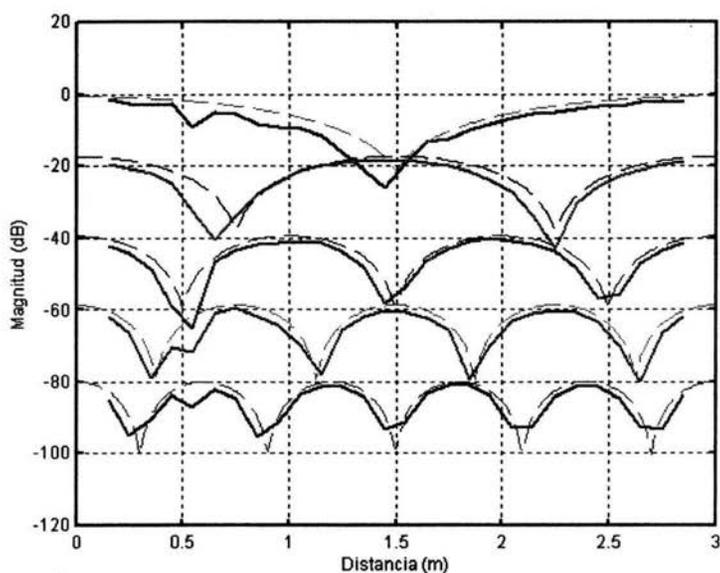


Figura IV.14 Magnitud de la presión acústica para los modos de vibración 1-5.

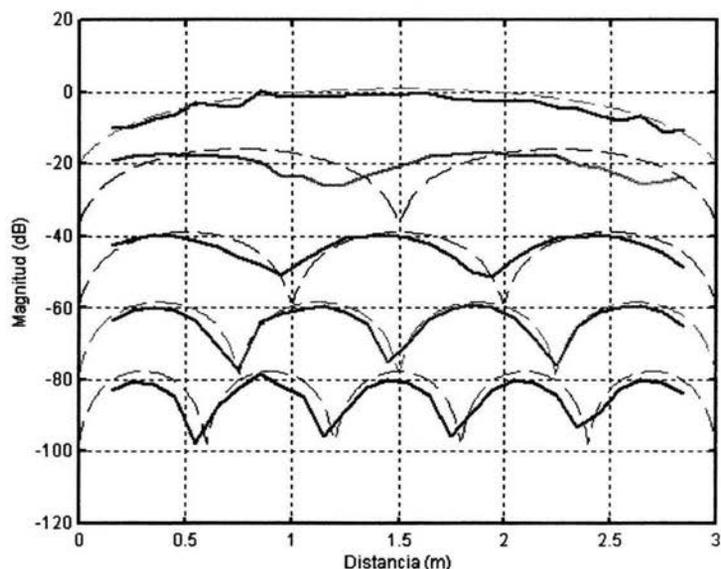


Figura IV.15 Magnitud de la velocidad de partícula para los modos de vibración 1-5.

El mismo conjunto de gráficas, para los modos de vibración del 6 al 10, se presentan a continuación. En estas se nota claramente que el algoritmo de discriminación logra obtener señales que son prácticamente idénticas a las esperadas por las expresiones matemáticas.

Las figuras IV.16 y IV.17 presentan las amplitudes de las señales acústicas viajando en sentido derecho e izquierdo, respectivamente. A diferencia de las gráficas anteriores para los modos 1 al 5, aquí las oscilaciones en las señales son casi nulas. Podemos entonces asegurar, que, con excepción de los tres primeros modos de vibración, el multímetro acústico es capaz de sensor fielmente la amplitud de las ondas acústicas dentro del ducto, siempre y cuando las frecuencias de análisis no excedan la frecuencia de corte del ducto (1700 Hz).

Dicho de otro modo, nuestro multímetro es capaz de analizar amplitudes de señales acústicas correspondientes a frecuencias entre 200 Hz y 1700 Hz. Sin embargo, el límite superior teórico no fue probado experimentalmente.

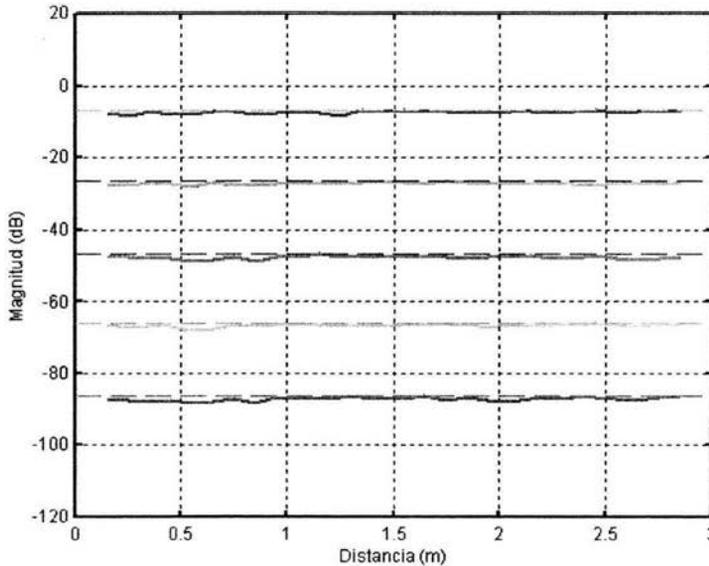


Figura IV.16 Magnitud de la onda viajera en sentido derecho A para los modos de vibración 6-10.

Para el caso de la presión y la velocidad, la situación pareciera no ser como la de las amplitudes. Al observar las gráficas IV.18 y IV.19 notaremos que las señales empiezan a presentarse poco a poco menos finas, pero esto es ocasionado por la elección de los puntos de sensado sobre el ducto. Dado que la separación entre puntos de sensado es de 10 cm, el montaje es incapaz de detectar modos de vibración cuya semilongitud de onda sea menor a esta distancia, e incluso, para modos de vibración menores, los puntos de las amplitudes resultarán muy discretizados. Esto se ve reflejado en las gráficas obtenidas para la presión y velocidad de los modos 6° al 10°. No significa, sin embargo, que el algoritmo de discriminación de ondas viajeras tenga un límite de trabajo en las frecuencias correspondientes a estos modos. De haberse escogido distancias más cortas entre puntos de sensado, se habrían obtenido más puntos de las curvas resultantes y las gráficas no habrían estado tan anguladas. De hecho, al observar detenidamente los valores que definen los puntos de cada gráfica, notaremos que éstos se aproximan enormemente a los valores teóricos mostrados con líneas punteadas. Lo que hace que estas gráficas resulten tan anguladas es la carencia de más puntos intermedios.

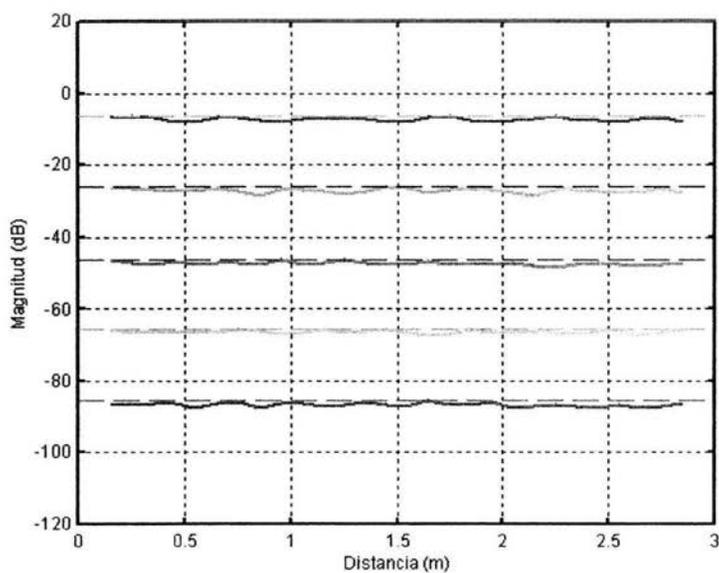


Figura IV.17 Magnitud de la onda viajera en sentido izquierdo B para los modos de vibración 6-10.

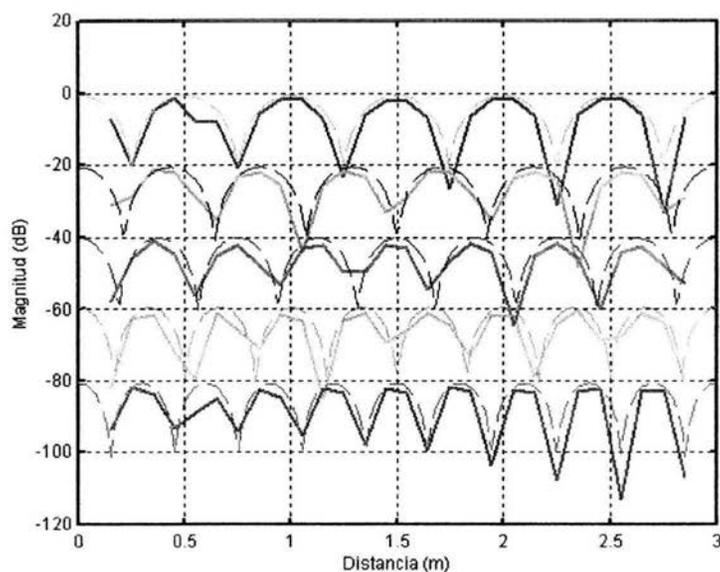


Figura IV.18 Magnitud de la presión acústica contra distancia para modos de vibración 6-10

Figura IV.18

Magnitud de la presión acústica para los modos de vibración 6-10.

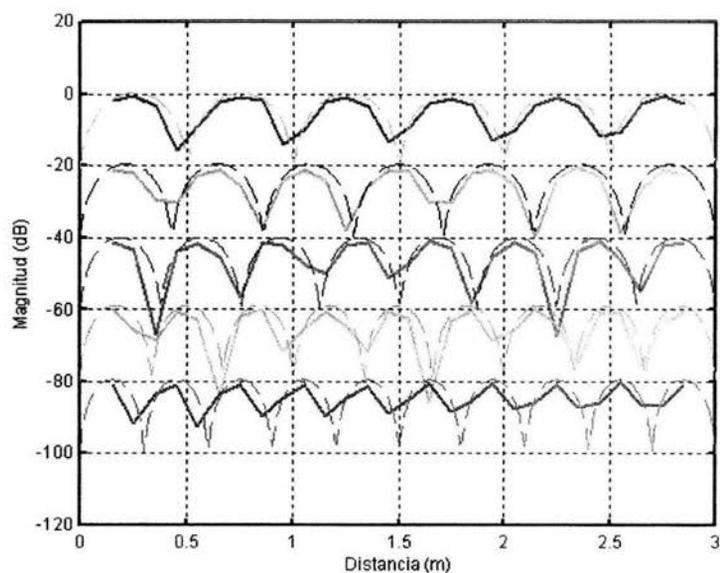


Figura IV.19 Magnitud de la velocidad de partícula para los modos de vibración 6-10.

Conclusión

El dispositivo digital desarrollado en esta tesis, al que se denominó multímetro acústico, permite la medición directa de diversas variables acústicas mediante un procesamiento relativamente simple de las señales de dos micrófonos. Las señales disponibles del multímetro acústico en tiempo real son la presión sonora, la velocidad de partícula, y las amplitudes de las ondas de presión viajando en uno y otro sentido en un campo sonoro de propagación planar, referidos al punto medio del arreglo de micrófonos. Las señales de salida obtenidas, tanto en discriminación de ondas como en la respuesta en frecuencia, son muy cercanas a los valores teóricos esperados, lo que da validez al algoritmo en que está basado.

Para el funcionamiento del multímetro acústico se requiere garantizar que los campos sonoros en los que se aplique presenten propagación planar unidimensional orientado localmente con la línea recta trazada entre los micrófonos. El intervalo de frecuencias de operación en el que se presentan respuestas fiables es relativamente alto (200-1700Hz). Los extremos del intervalo de operación están determinados por la sensibilidad de los micrófonos para el valor mínimo, y la separación entre éstos, la frecuencia de corte del ducto de prueba y la frecuencia de muestreo del DSP, para el valor máximo. Esto abre la posibilidad a elegir otras configuraciones y dispositivos que permitan ampliar los intervalos de operación.

El instrumento tiene la gran ventaja de no requerir micrófonos especializados de gran costo, ya que puede emparar la respuesta de 2 micrófonos semejantes cualquiera, sacrificando mínimamente el tiempo de procesamiento. Se demuestra además su invulnerabilidad a cambios de temperatura para la discriminación de ondas viajeras, pudiendo operar satisfactoriamente, aun no estando óptimamente calibrado, entre los $-30\text{ }^{\circ}\text{C}$ y los $70\text{ }^{\circ}\text{C}$, lo que permite su empleo en diversas situaciones.

El dispositivo puede también ser integrado a sistemas mas complejos, tales como los que tienen por objeto la cancelación de ruido en ductos, permitiendo la cancelación de las señales viajando en uno y/u otro sentido.

Apéndices

A.1 FRECUENCIA DE CORTE DE UN DUCTO SEGÚN SUS DIMENSIONES FÍSICAS

El análisis de muchos sistemas acústicos se simplifica si consideramos que éstos solo propagan ondas planas. Para hacer tal suposición, la longitud de onda de las señales acústicas debe ser mucho mayor que las dimensiones del sistema. Para el caso de ductos, las medidas que interesan son las dimensiones de su sección transversal (Si la longitud del ducto fuese también mucho menor que la longitud de onda, tendríamos un resonador acústico simple) [9].

El concepto de la frecuencia de corte nace del estudio de las guías de onda. El objetivo de una guía de onda es propagar una onda con el mínimo de pérdidas. Si la onda tiene un vector de propagación inclinado respecto a las paredes de la guía de onda, se dice entonces que se tienen *modos oblicuos*. En una guía de onda de paredes rígidas, solo se propagan ondas planas (*modos planos*) si la frecuencia de excitación es lo suficientemente baja.

En un ducto de paredes rígidas se propagan modos acústicos con distintas distribuciones transversales de presión. Cada modo tiene una frecuencia de activación ω_{lm} . Si la frecuencia es menor que ω_{lm} el modo es evanescente (desvanecente):

$$\omega < \omega_{lm} \quad \dots (A.1)$$

y si la frecuencia es mayor que ω_{lm} , el modo es de propagación.

$$\omega > \omega_{lm} \quad \dots (A.2)$$

El modo de onda plana (distribución transversal de presión uniforme) está siempre activo a cualquier frecuencia.

Falta página

N° 91

$$\omega > \omega_{00} = 0 \quad \dots (A.3)$$

El régimen de onda plana puro (sin modos obliquos) existe en el intervalo

$$0 < \omega < \omega_c \quad \dots (A.4)$$

donde ω_c es la frecuencia de corte, es decir, la frecuencia de activación mas baja de alguno de los modos obliquos y corresponde a la frecuencia mínima ω_{lm} diferente de ω_{00} .

$$\omega_c = \min \{ \omega_{lm} \neq \omega_{00} \} \quad \dots (A.5)$$

La forma y dimensiones de la seccion transversal del ducto determina a qué frecuencia se empiezan a presentar modos obliquos no evanescetes y por tanto la frecuencia de corte. Para fines de referencia se incluyen los análisis de los casos en donde la seccion transversal del ducto es rectangular y circular, casos que son comúnmente encontrados en la práctica

Ducto rectangular (dimensiones L_y, L_z)

Modo lm (en coordenadas rectangulares):

$$p_{lm}(x, y, z) = A_{lm} \cos(K_l y) \cos(K_m z) e^{-j(\omega t - K_x x)} \quad \dots (A.6)$$

$$K_l = l\pi / L_y \quad \dots (A.7)$$

$$K_m = m\pi / L_z \quad \dots (A.8)$$

$$K_x = \left((\omega / c)^2 - (K_l)^2 - (K_m)^2 \right)^{1/2} \quad \dots (A.9)$$

con $l, m = 0, 1, 2, \dots$

Frecuencia de activación:

$$\omega_{lm} = c \left(K_l^2 + K_m^2 \right)^{1/2} \quad \dots (A.10)$$

Frecuencia de corte:

$$\omega_c = \frac{\pi c}{L_{\max}} \quad \dots (A.11)$$

$$f_c = \frac{c}{2L_{\max}} \quad \dots (A.12)$$

Ducto circular (radio a)Modo $1m$ (en coordenadas cilíndricas):

$$p(x, r, \theta) = A_{1m} J_m(K_{1m} r) \cos(m\theta) e^{-j(\omega t - K_x x)} \quad \dots (\text{A.13})$$

$$K_{1m} = j'_{1m} / a \quad \dots (\text{A.14})$$

donde j'_{1m} son ceros de $\frac{dJ_m(x)}{dx}$

$$K_x = \left((\omega / c)^2 - (K_{1m})^2 \right)^{1/2} \quad \dots (\text{A.15})$$

Frecuencia de activación:

$$\omega_{1m} = cK_{1m} = j'_{1m} \left(\frac{c}{a} \right) \quad \dots (\text{A.16})$$

Frecuencia de corte:

$$\omega_c = \omega_{11} = j'_{11} \frac{c}{a} \cong \frac{1.84c}{a} \quad \dots (\text{A.17})$$

$$f_c = \frac{1.84}{2\pi a} \cong \frac{c}{2D} \quad \dots (\text{A.18})$$

A.2 VARIACIÓN DE LA VELOCIDAD DEL SONIDO CON LA TEMPERATURA

La expresión termodinámica de la velocidad del sonido en un fluido en función de la presión total P en Pascales (Pa) y la densidad ρ en kilogramos por metro cúbico (kg/m^3) está dada por:

$$c = (\partial P / \partial \rho)^{1/2}_{\text{adiabático}} \quad \dots(\text{B.1})$$

Si consideramos que el comportamiento del aire corresponde al de un gas perfecto, puede utilizarse la ley de los gases para derivar una expresión que relaciona la variación de la presión del aire con respecto a la densidad:

$$(\partial P / \partial \rho)_{\text{adiabático}} = \gamma (P / \rho) \quad \dots(\text{B.2})$$

donde γ es un factor conocido como razón de calores específicos (adimensional) y que para el caso del aire puede considerarse constante:

$$\gamma = 1.402 \quad | \quad 0^\circ\text{C} < T < 40^\circ\text{C}, P = 1.013 \text{ Pa} \quad \dots(\text{B.3})$$

Combinando (B.1) y (B.2), obtenemos

$$c = (\gamma (P / \rho))^{1/2} \quad \dots(\text{B.4})$$

Esta es una expresión para evaluar la velocidad del sonido para una presión atmosférica y densidad dadas, pero requerimos expresarla en términos de la temperatura. Considerando la ecuación de estado para un gas perfecto:

$$P = \rho r T_K \quad \dots(\text{B.5})$$

Donde T_K es la temperatura absoluta en grados Kelvin y r es una constante que depende del gas en particular.

Combinando (B.4) y (B.5):

$$c = (\gamma (r T_K))^{1/2} \quad \dots(\text{B.6})$$

Que en términos de la velocidad c_0 a 0°C (para no lidiar con las constantes γ y r) obtenemos la expresión buscada:

$$c = c_0 (T_K / 273)^{1/2} = c_0 (1 + T / 273)^{1/2} \quad \dots(B.7)$$

Donde T es la temperatura absoluta en grados centígrados.

Esta expresión, es empleada para construir la gráfica siguiente, que muestra la velocidad del sonido en el aire, como función de la temperatura.

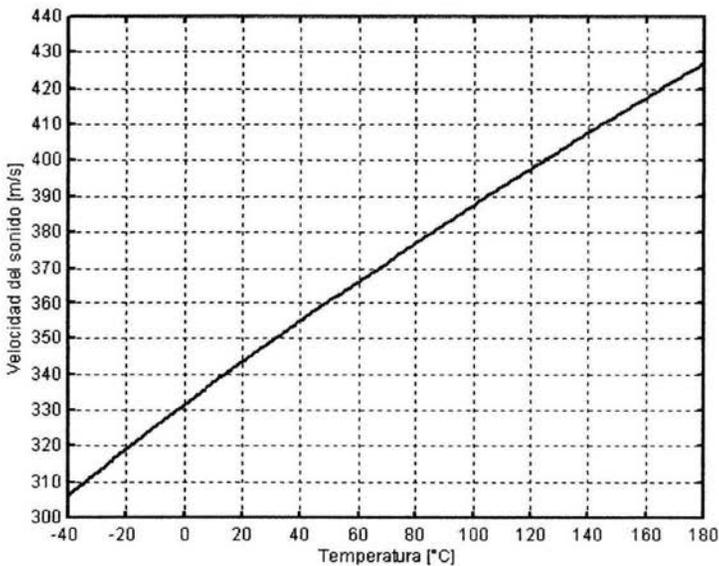


Figura A.1 Velocidad de propaqaación del sonido en el aire en función de la temperatura (1 atmósfera).

A.3 LISTADO PARCIAL DEL ALGORITMO DE EMPATAMIENTO DE MICRÓFONOS

```
void c_int04(void){

    volatile long clear;
    double auxA, auxB, error;
    clear = *DM1_INT_STATUS; /* Clear Interrupts */
    auxA=((double)*DM1_CH0_IN_DATA)/Vscale; /* Scale input to voltages values */
    auxB=((double)*DM1_CH1_IN_DATA)/Vscale; /* Scale input to voltages values */
    queue_insert(PA,auxA);
    queue_insert(PB,auxB);
    auxA = queue_get(PA,intDelay);
    auxB = block_apply(filtro,PB);
    error = auxA - auxB;

    if (opcion==1){
        /* algoritmo de actualizacion unitaria de coeficientes */
        if (i==LFiltro)i=0;
        mu_x = mu * queue_get(PB,i);
        coefs[i] += mu_x * error;
        i++;
    }
    else{
        /* algoritmo de actualizacion simultanea de coeficientes */
        block_update(filtro,PB,mu*error);
    }
    counter++;

    *DM1_CH0_OUT_DATA = (long)(auxA*Vscale); /* Output Channel 0 data */
    *DM1_CH1_OUT_DATA = (long)(auxB*Vscale); /* Output Channel 1 data */
} /* Orduña-Escobar CI-UNAM*/
```

A.4 LISTADO PARCIAL DEL ALGORITMO DE DISCRIMINACION DE ONDA

```

void c_int04(void){

    volatile long clear;
    double auxA,auxB;
    clear = *DM1_INT_STATUS; /* Clear Interrupts */
                                /* Scale inputs(voltages values)*/
    auxA=((double)*DM1_CH0_IN_DATA)/Vscale;
    auxB=((double)*DM1_CH1_IN_DATA)/Vscale;

    queue_insert(PA,auxA);
    queue_insert(PB,auxB);

    auxA=queue_get(PA,intDelay);
    auxB=block_apply(filtro,PB);

    queue_insert(Delay_m1,auxA);
    queue_insert(Delay_m2,auxB);

    if (AB_PU==0){
        /* ALGORITMO DISCRIMINACION DE ONDAS IZQ Y DER */
        auxA=ALPHA*(queue_get(Delay_m1,Ks)-queue_get(Delay_m2,D3Ks))
            +BETA*queue_get(Delay_A,D4Ks);
        auxB=ALPHA*(queue_get(Delay_m2,Ks)-queue_get(Delay_m1,D3Ks))
            +BETA*queue_get(Delay_B,D4Ks);
        queue_insert(Delay_A,auxA);
        queue_insert(Delay_B,auxB);

        /*FIN ALGORITMO */
    }
    else if (AB_PU==1){
        /* IDENTIFICACION DE LA PRESION Y VELOCIDAD EN EL ARREGLO */
        auxA=ALPHAP*(queue_get(Delay_m1,Ks)+queue_get(Delay_m2,Ks))

```

```
-BETAP*queue_get(Delay_A,D2Ks);
auxB=ALPHAP*(queue_get(Delay_m1,Ks)-queue_get(Delay_m2,Ks))
+BETAP*queue_get(Delay_B,D2Ks);
queue_insert(Delay_A,auxA);
queue_insert(Delay_B,auxB);
/*FIN ALGORITMO */
}

*DM1_CH0_OUT_DATA = (long)(auxA*Vscale); /* Output Channel 0 data */
*DM1_CH1_OUT_DATA = (long)(auxB*Vscale); /* Output Channel 1 data */

} /* Orduña-Escobar CI-UNAM*/
```

Referencias

1. Frank J. Fahy, "A technique for measuring sound intensity with a sound level meter", *Noise Control Engineering*, Vol. 9, pp. 155-162, 1977
2. Frank J. Fahy, "Measurement of acoustic intensity using the cross-spectral density of two microphone signals" (letter), *J. Acoust. Soc. Am.*, Vol 62, pp. 1057-1059
3. Frank J. Fahy, "Sound Intensity", Elsevier Science Publishers, 1989
4. Scott D.Snyder, Collin H. Hansen, "Active noise in ducts: Some physical insights", *J. Acoust. Soc. Am.*, Vol 86
5. S. J. Elliott, P. A. Nelson, "Models for describing active noise control in ducts" ISVR Tech. Rep. 127, 1984
6. S. J. Elliott, P. A. Nelson, "The active control of sound", *Electronic & Communication Engineering Journal* Agosto 1990.
7. J. Winkler, S. J. Elliott, "Adaptive Control of Broadband Sound in ducts Using a Pair of Loudspeakers", *Acoustic*, Vol. 81
8. Swinbanks, M.A., "The active control of sound propagating in long ducts", *J. Sound vib.* Vol. 27, pp 411-436, 1973
9. L. E. Kinsler, A.R. Frey, A.B. Coppens, J.V. Sanders, "Fundamentos de Acústica", Limusa, México 1995
10. Malcom J. Crocker, Finn Jacobsen, "Sound Intensity", *Encyclopedia of Acoustics*, (Malcom J. Crocker editor), pp. 1855-1868, John Wiley & Sons, 1977
11. F. J. Blatt, "Fundamentos de Física", Prentice Hall, 3ª. Edición, 1991
12. P. Harihan, "Basic of interferometry", Academic Press, Inc., Harcourt Brace Jovanovich, Publishers
13. D.A. Bies, C. H. Hansen, "Engineering Noise Control – Theory and Practice", Hyman, London, 1988
14. M.C.J. Trindert, P. A. Nelson, "Active Noise Control in finite length ducts", *ISVR Tech. Rep.*, Vol 89, pp. 95-105, 1983
15. S.J. Elliott, P. A. Nelson, "The implication of causality in Active Control", *Proc. Internoise*, Vol. 86, pp. 583-588, 1986
16. K. Eghtesadi, W.K.W. Hong H.G. Leventhall, "Evaluations of active noise attenuator systems", *Proc. Internoise*, Vol. 86, pp. 577-582, 1984
17. Kuo-Kai Shyu, Cheng-Yuan Chang, "Modified FIR Filter with Phase Compensation Technique to Feedforward active Noise Controller Design", *IEEE Transact. On Ind. Elect.*, Vol. 47
18. T. Meurers, Sándor M. Veres, J. Elliott, "Frequency Selective Feedback for Active Control Noise", *IEEE Control Systems Magazine*, EUA, Agosto 2002

19. M. Berengier, A. Roure, "Radiation impedance of one or several real sources mounted in a hard-walled rectangular waveguide", *J. Sound Vib.*, Vol. 71, pp.389-398, 1980
20. H. Pender, K. McIlwain, "Electrical Engineers' Handbook", John Wiley & Sons, EUA, 1970.
21. Juan Ignacio Cervantes Cruz, Felipe Orduña Bustamante, "Realización electrónica analógica de un multímetro acústico", Tesis de Licenciatura UNAM, (En proceso)
22. T. Kouno, H. Ohmori, A. Sano, "New Direct Adaptive Noise Control Algorithms in Case of Uncertain Secondary Path Dynamics", *Proceedings of the American Control Conference*, EUA, mayo 2002
23. Orduña Bustamante F., "El multímetro acústico: un sensor de ondas de sonido en ductos", *Memorias del XVI congreso de la Sociedad Mexicana de Instrumentación*, México, octubre 2001.
24. W. S. Gan, S. M. Kuo, "An Integrated Audio and Active Control Noise Control Headsets", *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, Vol 48, No.2, mayo 2002
25. Orduña Bustamante F., Escobar Reina M.A., Cervantes Cruz J. I., "Two-microphone methods for traveling-wave detection in a duct", (enviado a *Applied Acoustics*)
26. Dieter Guicking, Käther Karcher, Mathias Rollwage, "Coherent active methods for applications in room acoustics", *J.Acoust.Soc.Am*, Vol 78, no. 4 pp 1426-1434, 1985
27. Earl W. Swokowsky, "Cálculo con geometría analítica", Wadsworth International Iberoamerica, México 1982
28. Edwin P. Adams, "Smithsonian Mathematical Formulae and Tables of elliptic functions", Smithsonian Institution, USA 1922
29. Granino A. Korn, Theresa M. Korn, "Manual of Mathematics", Mc Graw Hill, USA 1967
30. Murray R. Spiegel, "Manual de fórmulas y tablas matemáticas", Mc Graw Hill, Colombia 1970
31. George S.K. Wong, Tony F. W. Embleton, "Handbook of condenser microphones", AIP, USA 1995
32. Larry H. Escobar Salguero, "Algoritmos de filtrado adaptable: Implementación, evaluación, comparación y aplicaciones en telecomunicaciones", Tesis de maestría DEPFI, UNAM 1997
33. H. Lan, M. Zhang, W. Ser, "A Weight-Constrained FxLMS Algorithm for feedforward Active Noise Control Systems", *IEEE Signal Processing Letters*, Vol. 9, No. 1, Enero 2002
34. P.A. Nelson and F. Orduña, "Multichannel Signal Processing Techniques in the Reproduction of Sound," *J. Audio Eng. soc.*, Vol44, No11, 1996
35. S. Elliot, "Signal Processing for Active Control", Academic Press, 2001
36. TMS320C40 System Board; Technical Reference Manual; Issue 1.01; Spectrum Signal Processing Inc; Agosto 1990
37. TMS320C40 System Board; User's Manual; Issue 1.01; Spectrum Signal Processing Inc; Agosto 1990
38. TMS320C40 Floating Point DSP Assembly & Programming Tools; Texas Instruments; Agosto 1990
39. TMS320C40 Floating Point DSP; Optimizing C Compiler; Texas Instruments; Agosto 1990
40. TMS320C40 User Guide; Texas Instruments; Agosto 1990