



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA
DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA

PROCESAMIENTO ELECTRONICO ANALOGICO DE UNA
SONDA DE DOS MICROFONOS PARA MEDICIONES
ACUSTICAS EN TUBOS.

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:
INGENIERO MECANICO ELECTRICO
AREA ELECTRICO ELECTRONICO
P R E S E N T A ;
JUAN IGNACIO CERVANTES CRUZ



DIRECTOR DE TESIS:
DR. FELIPE ORDUÑA BUSTAMANTE

MEXICO, D. F.

ENERO 2005

m. 339970



Universidad Nacional
Autónoma de México



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.

Autorizo a la Dirección General de Bibliotecas de la UNAM a digitalizar en formato electrónico e imprimir el contenido de mi trabajo receptional.
NOMBRE: Juan Ignacio Cervantes Cruz
FECHA: 17 Enero 2005
FIRMA: [Firma]

Procesamiento electrónico analógico de una sonda de dos micrófonos para mediciones acústicas en tubos

Juan Ignacio Cervantes Cruz

12 de enero de 2005

Agradecimientos

A Blanca por ser mi mamá incondicional y estar siempre en los momentos más difíciles de mi vida, por sus consejos y apoyo incansable.

A Julio por sus consejos certeros, que siempre me ayudaron a desarrollar este trabajo.

A Esau e Isaf, por ser esa fuente inagotable de motivación para superarme constantemente, esa fuerza para llegar al final.

A mis amigos y compañeros que me apoyaron con sus comentarios para la realización de este trabajo.

Al Dr. Felipe Orduña por su gran disposición para asesorar este trabajo, que a pesar de todos los obstáculos siempre me dio su apoyo.

Índice general

1. Introducción.	4
1.1. Descripción del tema de tesis.	4
1.2. Contenido de la tesis.	5
2. Detección de ondas acústicas en tubos.	7
2.1. Ondas planas en ductos.	7
2.1.1. Ecuación de onda.	8
2.2. Descomposición en términos de ondas viajeras: A y B	10
2.3. Detección de ondas viajeras incidente y reflejada: A y B	12
2.4. Detección de la presión y de la velocidad de partícula acústica.	13
2.5. Resonancia en tubos (modos acústicos).	14
3. Instrumentación electrónica de una sonda de dos micrófonos.	17
3.1. Aproximación de variables acústicas a bajas frecuencias.	17
3.2. Implementación Analógica.	18
3.3. Micrófonos.	18
3.3.1. ¿Qué es un micrófono?	18
3.3.2. Características de un micrófono.	19
3.3.3. Micrófono de condensador.	20
3.3.4. Características del micrófono de condensador utilizado.	21
3.4. Circuitos operacionales.	21
3.4.1. ¿Qué es un amplificador operacional?	21
3.4.2. Terminales de un amplificador operacional.	24
3.4.3. El amplificador operacional LM-308.	24
3.4.4. Seguidor de voltaje.	25
3.4.5. Amplificador inversor.	26
3.4.6. El sumador inversor.	27
3.4.7. Diferenciador.	28
3.4.8. Integrador.	30

3.4.9. Divisor de <i>offset</i> .	33
4. Diseño, construcción y evaluación del sistema electrónico.	37
4.1. Módulo de Alimentación.	37
4.1.1. Fuente de suministro de voltaje.	38
4.1.2. Conexión de los micrófonos de condensador.	38
4.1.3. Control de ganancia y calibración.	40
4.2. Módulo de Procesamiento.	40
4.2.1. Circuito para calcular la presión sonora P .	42
4.2.2. Circuito para calcular la velocidad de partícula U .	42
4.2.3. Circuito para calcular la presión sonora de la onda incidente A .	45
4.2.4. Circuito para calcular la presión sonora de la onda reflejada B .	45
4.3. Evaluación y caracterización del sistema.	45
4.3.1. Módulo de Procesamiento.	45
4.3.2. Respuesta acústica de los micrófonos.	54
4.4. Realización electrónica	56
5. Evaluación experimental en un tubo de ondas planas.	59
5.1. Montaje experimental.	59
5.2. Medición de respuesta a impulso.	60
5.2.1. Extremo cerrado.	60
5.2.2. Extremo abierto.	65
5.3. Medición de respuesta en frecuencia y modos acústicos.	69
5.3.1. Extremo cerrado.	70
5.3.2. Extremo abierto.	75
6. Conclusiones	84
6.1. Contribuciones de la tesis.	84
6.2. Sugerencias para trabajos futuros.	85

Capítulo 1

Introducción.

1.1. Descripción del tema de tesis.

Esta tesis describe el desarrollo de un equipo capaz de sensar o detectar diferentes variables acústicas dentro de un ducto, en particular: la presión sonora P , la velocidad de partícula U , y las señales de presión incidente y reflejada A y B . El principio de operación está basado en el método propuesto por Fahy [1], que utiliza dos micrófonos dispuestos a lo largo del ducto con una separación pequeña entre ellos (de algunos centímetros). En este método, las señales proporcionadas por los micrófonos se someten a un procesamiento que involucra operaciones de suma, resta, escalamiento o integración, que en este trabajo se realizan en base a circuitos operacionales analógicos. También se utilizan micrófonos de condensador de bajo costo, que ofrecen características técnicas adecuadas para un buen desempeño en esta aplicación.

El diseño que se propone en esta tesis resulta en un equipo de bajo costo, ya que aprovecha la relativa simplicidad del método de procesamiento analógico de las señales. El equipo se construyó, y se realizaron diversas pruebas para determinar su capacidad de detección de las distintas variables acústicas. Un equipo con estas características puede tener varias aplicaciones útiles en el campo de la Acústica. Una de ellas es su utilización con fines didácticos, como equipo de medición en un laboratorio de enseñanza de temas relacionados con la Acústica. Por ejemplo, es posible diseñar prácticas de laboratorio que ilustren la relación entre la presión sonora y la velocidad de partícula en un tubo, y con ellas estudiar el concepto de impedancia acústica $Z = P/U$, y el de intensidad acústica $I = PU$. También es posible ilustrar la relación entre las señales de presión incidente y reflejada dentro de un ducto, llevando al concepto de coeficiente de reflexión $R = B/A$. Finalmente, se puede también mencionar la utilización de este equipo como detector dentro de diferentes sistemas de control de sonido, en los que es conveniente discriminar las señales de presión incidente y

reflejada, o bien determinar el flujo de energía acústica a partir del vector de intensidad acústica.

1.2. Contenido de la tesis.

En el Capítulo 2 se presentan conceptos básicos sobre el sonido, que derivan en el planteamiento de la ecuación de ondas planas de sonido en ductos. Partiendo de la ecuación de onda en ductos se desarrollan los modelos matemáticos que llevan al método de dos micrófonos [1] para detectar la presión sonora P , la velocidad de partícula U , la onda incidente A y la onda reflejada B . Por último, se presenta un estudio detallado de la resonancia en tubos, en condiciones de extremo cerrado y extremo abierto.

En el Capítulo 3 se hace una aproximación para bajas frecuencias, —a partir de una representación en serie de potencias—, de las ecuaciones de detección de las variables P , U , A y B , desarrolladas en el Capítulo 2. De esta forma, dichas ecuaciones se simplifican considerablemente, teniendo una ventaja importante por ser de fácil implementación electrónica utilizando amplificadores operacionales. En seguida se describen los principios fundamentales de operación de los componentes electrónicos utilizados, comenzando con los micrófonos y sus parámetros. Una buena parte de este capítulo se dedica a los amplificadores operacionales, revisando desde los conceptos básicos de su funcionamiento, hasta los circuitos que realizan operaciones de suma, diferencia, integración, seguimiento de voltaje, compensación de *offset*, y todos los circuitos necesarios para poder implementar las ecuaciones de detección.

En el Capítulo 4 se describe el diseño, construcción y evaluación del sistema electrónico. El diseño contempla dos módulos: (1) El de Alimentación de Voltaje y (2) El de Procesamiento. En el primero se incluyen los circuitos necesarios para que los micrófonos y los amplificadores operacionales cuenten con el suministro de voltaje especificado para su funcionamiento óptimo, con margen de error mínimo. Su función principal es la de proporcionar una fuente de voltaje con bajo ruido para los micrófonos y los amplificadores; otras funciones adicionales son proporcionar los circuitos de ganancia y calibración de ganancia para los micrófonos. El módulo de Procesamiento se encarga de las operaciones electrónicas para calcular las variables P , U , A y B . El diseño incluye las placas de circuito impreso para cada módulo, colocadas en sus respectivas cajas metálicas. Para probar el funcionamiento de dichos circuitos, se midieron las funciones de respuesta en frecuencia entre cada una de las entradas (micrófonos) y cada una de las salidas (P , U , A y B), y se realizó una comparación con base en las funciones de respuesta definidas teóricamente por las ecuaciones. De esta manera, se evalúa el desempeño del equipo con respecto a su especificación teórica.

También se presenta una medición de la respuesta en frecuencia entre los dos micrófonos, que es de gran ayuda para evaluar el desempeño total del equipo, ya que para un funcionamiento correcto se requiere que los micrófonos tengan la misma respuesta de amplitud y fase.

En el Capítulo 5 se describe la evaluación experimental del equipo en un tubo de ondas planas, generadas por un altavoz en uno de los extremos, y con diferentes condiciones en el extremo opuesto. La evaluación se realizó tanto en condiciones de extremo cerrado, como de extremo abierto. En cada caso se midió: (1) La respuesta a impulso entre la fuente de sonido y cada una de las variables acústicas que proporciona el equipo, lo cual permite una evaluación del desempeño en el dominio del tiempo. (2) La respuesta en frecuencia en diferentes puntos a lo largo del tubo, y los modos acústicos a las frecuencias de oscilación natural del tubo. Los resultados de estas mediciones se comparan favorablemente con las expresiones teóricas presentadas en el Capítulo 2.

Capítulo 2

Detección de ondas acústicas en tubos.

2.1. Ondas planas en ductos.

Las ondas que producen la sensación de sonido están constituidas por perturbaciones de presión que se propagan a través de un fluido compresible, como es el aire. También hay ondas ultrasónicas e infrasónicas, cuyas frecuencias están más allá de los límites audibles por el ser humano. Por otra parte, las ondas de alta intensidad producen una sensación de dolor más que de sonido. Ver Ref. [2].

Las ondas acústicas en fluidos son ondas longitudinales en las que el fluido se mueve de uno a otro lado en la dirección de propagación de la onda, produciendo regiones adyacentes de compresión y rarefacción, similares a las producidas por las ondas longitudinales en una barra. Como resultado, el cambio de presión, que ocurre cuando un fluido se expande o se comprime, produce la fuerza restauradora que es capaz de propagar la onda.

La propiedad característica de las ondas planas es que cada variable acústica (desplazamiento de partícula, densidad, presión, etc.) tiene una amplitud constante en cualquier plano perpendicular a la dirección de propagación. Es posible producir ondas planas en un fluido confinado en un tubo rígido mediante la acción de una bocina que vibra a bajas frecuencias, colocada en uno de los extremos del tubo. Por otra parte, ya que los frentes de onda de cualquier tipo de onda divergente en un medio homogéneo se vuelven casi planos lejos de la fuente, entonces se puede esperar que las propiedades de las ondas divergentes sean, a grandes distancias, muy similares a las de las ondas planas.

El término partícula de fluido se usa para referirse a un elemento de volumen que es lo

suficientemente grande como para contener millones de moléculas y poder considerar al fluido como un medio continuo, y sin embargo tan pequeño que se puede considerar que todas las variables acústicas son casi constantes (es decir uniformes) en todo el elemento de volumen. Las moléculas de un fluido no tienen posiciones fijas; aún sin la presencia de una onda, las moléculas están en constante movimiento, con velocidades algunas veces mucho mayores que cualquier velocidad de partícula asociada con el movimiento ondulatorio. Sin embargo, se puede considerar la posición y velocidad promedio de un gran número de moléculas.

Como consecuencia, es posible hablar de desplazamiento y velocidades de partícula cuando se estudian ondas acústicas en fluidos. En el siguiente análisis se pasarán por alto los efectos de las fuerzas gravitacionales, de tal manera que la densidad media y la relación de calores específicos ($\gamma = C_p/C_v = 1,4$ para el aire), tienen valores uniformes a través del fluido. También se supone que el fluido es homogéneo, isótropo, y perfectamente elástico; no hay efectos de disipación de energía interna, tales como los que surgen de la viscosidad o conducción del calor.

En la onda sonora existe una pequeña variación de temperatura alrededor de la temperatura media del aire. La temperatura sube por encima de la media en las regiones donde el aire está comprimido (densidad mayor que la media) y disminuye en las regiones donde el aire está expandido (densidad menor que la media). Surge la cuestión de si se puede dar la conducción de calor de las regiones más calientes a las más frías. Sin embargo, ocurre que la distancia entre estas regiones (que es igual a media longitud de onda) y el tiempo característico durante el cuál se mantiene la diferencia de temperatura (que es igual a medio periodo de la onda) son tales, que comúnmente no ocurre una conducción apreciable de calor. Por lo tanto, el proceso termodinámico que tiene lugar en el aire perturbado por una onda sonora se puede considerar como un proceso adiabático (sin intercambio de calor). Ver Ref. [3].

Finalmente, el análisis se limitará a ondas de amplitud relativamente pequeñas, de tal manera que los cambios de densidad serán pequeños comparados con su valor en equilibrio. Estas suposiciones son necesarias, para llegar a la teoría más simple del sonido en fluidos.

2.1.1. Ecuación de onda.

La consideración de las fuerzas que tienden a regresar al fluido a su posición de equilibrio permite derivar una ecuación diferencial parcial de segundo grado conocida como ecuación de onda. Las soluciones de esta ecuación que satisfacen las condiciones iniciales y de frontera apropiadas definirán completamente el movimiento del fluido en un ducto. Por simplicidad,

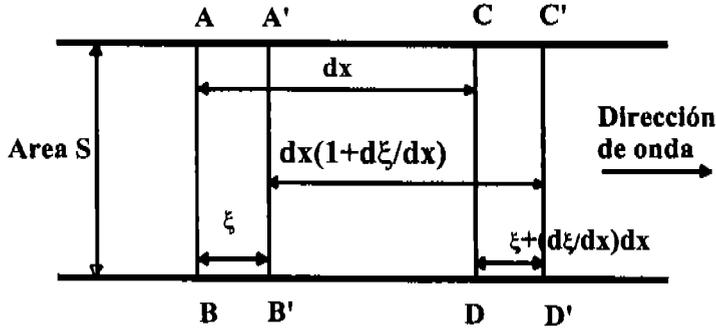


Figura 2.1: Desplazamiento de aire ξ en una onda acústica.

se supone también que no hay mecanismos de disipación de energía (como las asociadas con la fricción o con radiación de energía acústica).

Supóngase que ξ es el desplazamiento de el aire durante el paso de una onda de sonido, si el elemento $ABCD$ de espesor dx se mueve a $A'B'C'D'$ Figura (2.1), S será el área normal a x .

Consideremos el movimiento de ondas planas a una velocidad c , a lo largo del eje de las x . El desplazamiento de las partículas, ξ , en un instante cualquiera t (Ref. [3]), se puede representar por la ecuación:

$$\xi = f_1(x - ct) + f_2(x + ct) \quad (2.1)$$

En esta ecuación, f_1 y f_2 son funciones del tiempo completamente generales (de manera que, puedan derivarse por lo menos dos veces con respecto a su argumento); es decir, son funciones continuas y al menos su primera derivada también es continua. El término $f_1(x - ct)$ describe ondas que se propagan en la dirección positiva del eje x y el término $f_2(x + ct)$ describe ondas que se propagan en la dirección negativa de x . Diferenciando esta ecuación dos veces con respecto a x , manteniendo t constante, tendremos:

$$\frac{\partial^2 \xi}{\partial x^2} = f_1''(x - ct) + f_2''(x + ct) \quad (2.2)$$

Derivando dos veces la Ecuación (2.1) respecto a t manteniendo x constante obtenemos:

$$\frac{\partial^2 \xi}{\partial t^2} = c^2 f_1''(x - ct) + c^2 f_2''(x + ct) \quad (2.3)$$

Igualando las Ecuaciones (2.2) y (2.3) se obtiene la ecuación de las ondas en la dirección x :

$$\frac{\partial^2 \xi}{\partial t^2} = c^2 \frac{\partial^2 \xi}{\partial x^2} \quad (2.4)$$

Si P representa presión sonora o acústica, es decir, las pequeñas variaciones de la presión del aire, entonces de manera similar:

$$\frac{\partial^2 P}{\partial t^2} = c^2 \frac{\partial^2 P}{\partial x^2} \quad (2.5)$$

La velocidad de propagación c se puede expresar en términos de la presión, densidad del medio y coeficiente adiabático, de la siguiente manera:

$$c^2 = \frac{\gamma P_0}{\rho}; \quad (2.6)$$

donde c es la velocidad del sonido, γ es la razón de calores específicos del aire, P_0 es la presión atmosférica promedio y ρ es la densidad del medio a temperatura ambiente normal.

2.2. Descomposición en términos de ondas viajeras: A y B .

En numerosas aplicaciones interesa el comportamiento de las ondas sonoras en un medio limitado, tal como una varilla sólida o una columna de aire contenida en un tubo cerrado por ambos extremos. Considerando tal medio limitado de longitud L . En este caso, se forman ondas estacionarias que son el resultado de la interferencia de dos ondas planas de igual amplitud y frecuencia, que se propagan a través del medio a lo largo de la misma línea, pero en direcciones opuestas.

La forma compleja de la solución armónica para la presión acústica de un par de ondas planas viajando en direcciones opuestas del eje x es la velocidad de partícula asociada es

$$U = (1/\rho c) [Ae^{j(\omega t - kx)} - Be^{j(\omega t + kx)}] \quad (2.7)$$

donde $\omega = 2\pi f$ es la frecuencia angular y $k = \omega/c$ representa el número de ondas; A y B representan ondas planas viajando a la derecha (incidente) y a la izquierda (reflejada), respectivamente. Es decir:

$$P_1 = Ae^{-jkx} \quad (2.8)$$

$$P_r = B e^{+jkx} \quad (2.9)$$

que son las amplitudes complejas de las ondas incidente y reflejada. En el dominio de la frecuencia la solución se expresa de modo más conveniente en forma de exponenciales complejas que describen ondas planas. El uso de la forma exponencial, es matemáticamente más sencillo que la forma trigonométrica, ya que cuando se integra o deriva respecto al tiempo o a la distancia, la forma exponencial se mantiene.

$$P = A e^{-jkx} + B e^{+jkx} \quad (2.10)$$

Para el sonido de una sola frecuencia, las amplitudes complejas de presión de sonido P y la velocidad de partícula U satisfacen el siguiente par de ecuaciones:

$$\frac{dU}{dx} + \frac{i\omega P}{\rho c} = 0 \quad (2.11)$$

$$\frac{dP}{dx} + j\omega\rho U = 0 \quad (2.12)$$

Este par de ecuaciones es equivalente a la ecuación de onda en el dominio de la frecuencia.

Las amplitudes complejas pueden ser representadas como una superposición lineal de ondas planas viajando en direcciones opuestas

$$P(x) = A e^{-jkx} + B e^{+jkx} \quad (2.13)$$

$$U(x) = (1/\rho c) [A e^{-jkx} - B e^{+jkx}] \quad (2.14)$$

En estas ecuaciones aparecen sólo las exponenciales complejas que dependen de la distancia x , ya que es posible factorizar y cancelar las que dependen del tiempo $e^{+j\omega t}$. La presión acústica total y la velocidad total de la partícula quedan determinadas en cada punto x , en términos de las ondas incidentes y reflejadas. En el caso particular del punto $x = 0$, estas expresiones se simplifican a $P = (A + B)$ y $U = (1/\rho c)(A - B)$.

La presión sonora en cada punto es la suma de A y B . Por lo que la máxima presión será $A + B$, y la mínima será $A - B$. La relación de presión de onda estacionaria (SWR) es la relación de máximo a mínimo de la magnitud de presión tenemos (Ref. [4])

$$SWR = \frac{|p_{max}|}{|p_{min}|} = \frac{|A| + |B|}{|A| - |B|} \quad (2.15)$$

La onda reflejada desde el soporte en el otro extremo del tubo interactúa con la onda que viaja hacia el soporte y a su vez es reflejada desde el extremo excitado. Sin embargo, en

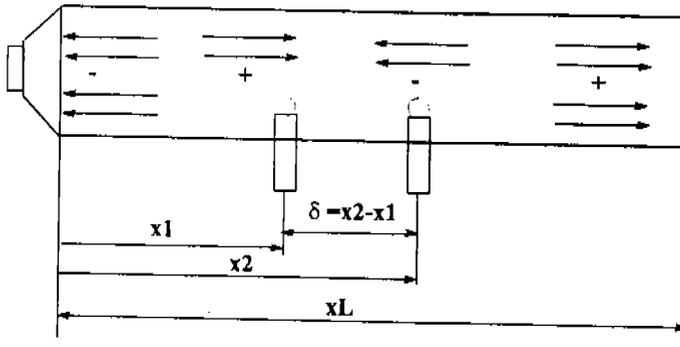


Figura 2.2: Propagación de una onda acústica en un tubo.

el estado estacionario la solución debe expresarse en términos de dos ondas armónicas que viajan en sentidos opuestos, donde la amplitudes complejas A y B están determinadas por las condiciones de frontera.

2.3. Detección de ondas viajeras incidente y reflejada: A y B .

En esta sección se describe la idea básica del método de medición basado en un sensor de dos micrófonos separados por una pequeña distancia, Ref. [1]. Una ventaja del sensor de dos micrófonos es la obtención simultánea de la presión sonora P , la velocidad de partícula U , y las señales de presión de la onda incidente A y reflejada B . Un método alternativo para determinar A y B lo encontramos en Ref. [5].

Las amplitudes complejas de sonido de la señal de presión son recogidas por un par de micrófonos localizados en las posiciones x_1 y x_2 que son descritas por las siguientes ecuaciones:

$$p_1 = Ae^{-jkx_1} + Be^{+jkx_1} \quad (2.16)$$

$$p_2 = Ae^{-jkx_2} + Be^{+jkx_2} \quad (2.17)$$

Es importante considerar que cada uno de los micrófonos detecta ondas que viajan en las dos direcciones, izquierda y derecha.

Si los micrófonos están separados a una distancia $\delta = x_2 - x_1$ y tomando el punto medio entre ellos como el origen $x = 0$, entonces como caso especial, poniendo $x_1 = -\delta/2$, $x_2 = +\delta/2$, y sustituyendo en las ecuaciones (2.16) y (2.17), obtenemos:

$$p_1 = Ae^{+j\omega\tau/2} + Be^{-j\omega\tau/2} \quad (2.18)$$

$$p_2 = Ae^{-j\omega\tau/2} + Be^{+j\omega\tau/2} \quad (2.19)$$

Donde $\tau = \delta/c$ es el tiempo que le toma al sonido para viajar de un micrófono a otro. El par de ecuaciones anteriores se pueden resolver para obtener las amplitudes complejas, con lo que se obtiene:

$$A = \frac{p_1 - p_2 e^{-j\omega\tau}}{1 - e^{-2j\omega\tau}} e^{+j\omega\tau/2} \quad (2.20)$$

$$B = \frac{p_2 - p_1 e^{-j\omega\tau}}{1 - e^{-2j\omega\tau}} e^{+j\omega\tau/2} \quad (2.21)$$

que expresan las amplitudes de onda viajera A y B en términos de las presiones sonoras captadas por los micrófonos p_1 y p_2 .

2.4. Detección de la presión y de la velocidad de partícula acústica.

Las Ecuaciones (2.20) y (2.21) son substituidas en $P = (A + B)$ y $U = (1/\rho c)(A - B)$, para calcular las amplitudes complejas de la presión de sonido y velocidad de partícula en el centro del arreglo de micrófonos $x = 0$ por lo que $P = p(0)$, $U = u(0)$, con los siguientes resultados:

$$P = \frac{p_1 + p_2}{1 + e^{-j\omega\tau}} e^{-j\omega\tau/2} \quad (2.22)$$

$$U = \frac{p_1 - p_2}{1 - e^{-j\omega\tau}} e^{-j\omega\tau/2} \quad (2.23)$$

Las ecuaciones anteriores para A , B , P y U , son resultados exactos (dentro de las suposiciones físicas propuestas), que dan las amplitudes complejas de las cantidades A , B , P y U en términos de las amplitudes complejas de las señales p_1 y p_2 que fueron recogidas por los micrófonos. Estas relaciones incluyen la función de transferencia $e^{-j\omega\tau}$ que corresponde a un retraso τ en el dominio del tiempo. Esta forma es la base para una implementación usando circuitos de retraso o mediante procesamiento digital de señales.

2.5. Resonancia en tubos (modos acústicos).

Supóngase que el fluido en un tubo de sección transversal de área S y longitud L , es excitado por un altavoz en $x = 0$, y que el tubo termina en $x = L$ en una impedancia mecánica Z_{mL} . Si el altavoz vibra armónicamente a una frecuencia suficientemente baja para que sólo se progauen ondas planas, la onda dentro del tubo tendrá la forma

$$p_1(x) = Ae^{j[\omega t + k(L-x)]} + Be^{j[\omega t - k(L-x)]} \quad (2.24)$$

donde A y B están determinadas por las condiciones de frontera $x = 0$ y $x = L$, un desarrollo similar lo podemos consultar en Ref. [6].

En $x = L$, la continuidad de la fuerza de la velocidad de partícula requiere que la impedancia mecánica de la onda en $x = L$ iguale la impedancia mecánica de la terminación, Z_{mL} . Dada por la fuerza del fluido sobre la terminación $P(L, t)S$ y la velocidad de partícula $U(L, t) = -(1/\rho_0) \int (\partial \rho / \partial x) dt$

$$Z_{mL} = (\rho_0 c S) \frac{A + B}{A - B} \quad (2.25)$$

La impedancia mecánica de entrada Z_{m0} , está dada a su vez por

$$Z_{m0} = (\rho_0 c S) \frac{Ae^{jkL} + Be^{-jkL}}{Ae^{jkL} - Be^{-jkL}} \quad (2.26)$$

Combinando estas ecuaciones para eliminar A y B , se obtiene

$$\frac{Z_{m0}}{\rho_0 c S} = \frac{(Z_{mL} / \rho_0 c S) + j \tan kL}{1 + j(Z_{mL} / \rho_0 c S) \tan kL} \quad (2.27)$$

Considerando que la parte real de Z_{mL} es despreciable tendríamos

$$\frac{Z_{mL}}{\rho_0 c S} = r + jx \approx jx \quad (2.28)$$

Para una fuente de velocidad constante las frecuencias de resonancia se determinan por la condición de que la impedancia de la fuente es infinita $|Z_{m0}| \rightarrow \infty$, es decir

$$\frac{(x + \tan kL)}{1 - x \tan kL} \rightarrow \infty \quad (2.29)$$

o en forma equivalente, que la admitancia de la fuente es cero $|1/Z_{m0}| = 0$, es decir

$$\frac{1 - x \tan kL}{(x + \tan kL)} = 0 \quad (2.30)$$

Supóngase primero que se excita el tubo en $x = 0$ con una fuente de velocidad constante, y se cierra en $x = L$ con una tapa rígida. Se obtiene la condición de resonancia de manera más sencilla, al hacer $|Z_{mL}/(\rho_0 c S)| \rightarrow \infty$ en (2.27). Esto da

$$\frac{Z_{m0}}{\rho_0 c S} = -j \cot kL. \quad (2.31)$$

Dado que suponemos que la impedancia de la fuente es infinita, entonces $\cot kL = \infty$, o bien $\tan kL = 0$, de manera que

$$k_n L = n\pi \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (2.32)$$

y finalmente

$$f_n = \frac{n c}{2 L} \quad (2.33)$$

Las frecuencias de resonancia son los armónicos pares de la fundamental, Ref. [6]. El tubo cerrado y excitado tiene antinodos (máximos) de presión en $x = L$ y en $x = 0$. Nótese que esto requiere que el excitador (altavoz) presente al tubo una impedancia mecánica muy alta (idealmente infinita).

Ahora considérese un tubo excitado en $x = 0$ y *abierto* en el extremo $x = L$. Un primer examen podría llevar a pensar que esto daría $Z_{mL} = 0$, para lo cual $Z_{m0}/\rho_0 c S = j \tan kL$. Suponiendo que la impedancia de la fuente es infinita (fuente ideal de velocidad constante), entonces las resonancias se determinan por la condición $\tan(kL) = \infty$, o bien $\cot(kL) = 0$, con frecuencias de resonancia $f_n = (2n - 1)c/4L$, $n = 1, 2, 3, \dots$. Sin embargo, este no es el caso, a pesar de lo que digan la mayoría de los libros de texto de física elemental. La condición en $x = L$ no es $Z_{mL} = 0$ ya que el extremo del tubo radía sonido al medio circundante. El valor apropiado de Z_{mL} es

$$Z_{mL} = Z_r \quad (2.34)$$

donde Z_r es la impedancia de radiación del extremo abierto del tubo.

Por ejemplo, supóngase que el extremo abierto de un tubo circular de radio a está rodeado por una *pestaña* o reborde grande con respecto a la longitud de onda del sonido. El extremo abierto se asemeja a un pistón con pantalla en el límite de bajas frecuencias, lo cual es congruente con la suposición de que la longitud de onda es grande comparada con las dimensiones transversales del tubo ($\lambda \gg a$). El cálculo de la impedancia de radiación de Z_r de un pistón con pantalla no es fácil y no se darán los detalles del cálculo. Los resultados los tenemos en las ecuaciones (2.35), (2.36) y a partir de estas ecuaciones tenemos la ecuación (2.37)

$$R_r = \frac{1}{2} \pi a^2 \rho_0 c (ka)^2 \quad (2.35)$$

$$X_r = \pi a^2 \rho_0 c \frac{8}{3\pi} (ka) \quad (2.36)$$

$$\frac{Z_{mL}}{\rho_0 c S} = \frac{1}{2} (ka)^2 + j \frac{8}{3\pi} ka, \text{ (con pestaña)} \quad (2.37)$$

donde $r = (ka)^2/2$ y $x = 8ka/(3\pi)$ son mucho menores que la unidad y $r \ll x$. La solución de (2.29) en estas condiciones da $\cot kL = x$ para la frecuencia de resonancia, puesto que $x \ll 1$, esto da

$$\cot(k_n L) = \frac{8}{3\pi} (ka) \doteq \cot\left(\frac{2n-1}{4}\pi - \frac{8}{3\pi}ka\right) \quad (2.38)$$

donde $n = 1, 2, 3, 4, \dots$ Por lo cual

$$f_n = \frac{(2n-1)}{4} \frac{c}{L + \frac{8}{3\pi}a} \quad (2.39)$$

Estas frecuencias de resonancia son todas armónicas de la fundamental, y es evidente que la longitud efectiva L_e de tal tubo no es L sino $L + 8a/(3\pi)$. Esta predicción de la corrección al extremo para un tubo con pestaña coinciden con los valores experimentales de alrededor de $0,82a$. Para un tubo sin pestaña, abierto, la teoría indica que la impedancia de radiación es aproximadamente

$$\frac{Z_{mL}}{\rho_0 c S} = \frac{1}{4} (ka)^2 + j0,6ka, \text{ (sin pestaña)}. \quad (2.40)$$

La corrección al extremo para un tubo abierto sin pestaña es en consecuencia, $0,6a$, de tal manera que $L_e = L + 0,6a$. Por lo que tenemos la ecuación (2.41)

$$f_n = \frac{(2n-1)}{4} \frac{c}{L + 0,6a} \quad (2.41)$$

En ambos casos las correcciones al extremo son independientes de la frecuencia, de tal manera que las frecuencias de resonancia son armónicas de la fundamental para tubos abiertos con y sin pestaña (en tanto $\lambda_n \gg a$). Un artículo de Seybert (Ref. [5]) muestra los modos acústicos para un tubo abierto medidos experimentalmente.

Capítulo 3

Instrumentación electrónica de una sonda de dos micrófonos.

3.1. Aproximación de variables acústicas a bajas frecuencias.

A bajas frecuencias, cuando $\omega\tau$ es pequeño, es posible aproximar la función de transferencia $e^{-i\omega\tau}$, que corresponde a un retardo de tiempo, mediante una serie de potencias alrededor de $\omega = 0$ de la siguiente forma:

$$e^{-i\omega\tau} = 1 - i\omega\tau + \frac{(i\omega\tau)^2}{2} + \dots \quad (3.1)$$

Al aplicar este resultado a las expresiones de A , B , P y U del capítulo anterior, se pueden hacer las consideraciones siguientes.

Por un lado, se simplifica el término $e^{-i\omega\tau/2} \approx 1 - i\omega\tau/2 \approx 1$, $i\omega\tau/2$ es pequeño a bajas frecuencias. Otra forma de ver esto es considerar que el retraso de tiempo τ es muy pequeño en comparación con el periodo de la señal senoidal $T = 2\pi/\omega$ y se puede ignorar sin que se afecten las ecuaciones en forma considerable. Por otro lado, se simplifica el término $1 - e^{-i\omega\tau/2} \approx 1 - (1 - i\omega\tau) \approx +i\omega\tau$, esto representa un desfase de 90 grados que es significativo y no puede despreciarse. Las expresiones aproximadas resultantes son:

$$P \approx \frac{1}{2} [p_1 + p_2] \quad (3.2)$$

$$U \approx \frac{1}{\rho c} \left[\frac{p_1 - p_2}{i\omega\tau} \right] \quad (3.3)$$

$$A \approx \frac{1}{2} \left[p_2 + \frac{p_1 - p_2}{i\omega\tau} \right] \quad (3.4)$$

$$B \approx \frac{1}{2} \left[p_1 - \frac{p_1 - p_2}{i\omega\tau} \right] \quad (3.5)$$

En este caso, la relación comprende la función de transferencia $1/i\omega$ que corresponde a la operación de integración en el dominio del tiempo. Esta es la forma básica para una implementación utilizando amplificadores operacionales.

El procesamiento de las señales se puede describir como sigue. La presión total se obtiene sumando las señales de los micrófonos y dividiendo entre dos; es decir, se promedian las señales. El procesamiento para la velocidad es un poco más complicado, pues se restan las señales de los micrófonos y se requiere una etapa de integración. Para las amplitudes de onda viajera A y B se suma o resta la señal de cada micrófono con la integral de la resta y se divide entre dos. Todo esto se puede realizar mediante un procesamiento analógico de las señales. Para un procesamiento digital ver (ref. [7]).

3.2. Implementación Analógica.

Los amplificadores operacionales tienen la capacidad de realizar operaciones matemáticas sobre señales eléctricas analógicas tales como suma, resta, multiplicación por un factor de escala, por mencionar algunas. También se pueden resolver ecuaciones simultáneas, así como realizar la integración y derivación de una señal en función del tiempo. Utilizando estas operaciones también se pueden resolver ecuaciones diferenciales (ref. [8]).

Las Ecuaciones (3.2 – 3.5) se pueden implementar electrónicamente utilizando circuitos operacionales.

Los amplificadores operacionales requieren señal eléctrica de voltaje para poder procesar la señal; por lo tanto será necesaria la conversión (transducción) de la señal acústica en voltaje. Esto implica el uso de los micrófonos para poder sentir la onda acústica en el tubo y procesar la señal eléctrica asociada.

3.3. Micrófonos.

3.3.1. ¿Qué es un micrófono?

Bajo la denominación de micrófono se engloba una amplia gama de dispositivos orientados hacia la conversión de ondas sonoras (también llamadas señales acústicas) en otras de

tipo eléctrico, capaces de ser procesadas por componentes electrónicos.

Su función es entonces la de un transductor que convierte la señal de presión sonora en una señal eléctrica equivalente, manteniendo con el mayor detalle posible la información contenida en la primora. En la actualidad existe una amplia gama de tipos y modelos de micrófonos con distintas características para distintas aplicaciones. Entre ellos, existen micrófonos de buena calidad a costos reducidos.

La estructura básica de los micrófonos más comunes contiene una membrana que vibra al recibir las ondas sonoras y un elemento eléctrico acoplado mecánicamente a dicha membrana que es sensible a las oscilaciones de esta.

En la actualidad pueden encontrarse los siguientes tipos, que son los normalmente empleados en la práctica:

- Micrófono de carbón
- Micrófono dinámico
- Micrófono de condensador (el que utilizaremos nosotros)
- Micrófono piezoeléctrico
- Micrófono de electreto

3.3.2. Características de un micrófono.

Los micrófonos, sea cual sea su tipo, vienen definidos por tres características fundamentales, que son las siguientes:

Sensibilidad.

Este factor da una idea del nivel de señal que entrega el micrófono hacia el circuito exterior. Se determina midiendo el nivel de tensión de salida de la cápsula microfónica cuando sobre la membrana actúa una presión de 1 microbar (1 dina/cm^2). Una forma de definir el valor de la sensibilidad es en decibeles, tomando como referencia un nivel de $1 \text{ V}/\mu\text{bar}$. Así un nivel de -60 dB equivale a una tensión situada 60 dB por debajo de la referencia, es decir de 1 mV.

Todos los valores de sensibilidad de micrófonos expresados en decibelios presentan un signo negativo, ya que en ningún caso se alcanza el nivel de referencia, siendo los más sensibles aquellos que presentan una cifra más cercana a cero. Son valores normales para alta sensibilidad los de -50 dB, alcanzando los menos sensibles -80 dB. Además de los datos mencionados también se indicará la frecuencia de la excitación acústica que se ha tomado como referencia. En la mayoría de los casos se suele emplear 1 kHz.

Fidelidad.

Capacidad de reproducción con precisión de todo el espectro o gama de frecuencias acústicas que recibe. La fidelidad de un micrófono se define fundamentalmente por su respuesta en frecuencia, la cual suele representarse en forma gráfica, asignando a cada frecuencia sonora recibida el nivel de salida obtenido en su salida.

Directividad.

Comportamiento del micrófono con respecto a la dirección de las ondas sonoras que llegan al micrófono. La directividad define el ángulo de captación de sonidos que posee un micrófono determinado. Este es un factor importante, ya que según su aplicación será necesario emplear modelos más o menos directivos.

Así se tienen, por una parte, los micrófonos unidireccionales que captan sólo los sonidos que les llegan a lo largo de una línea perpendicular a su plano frontal y en ángulo reducido alrededor de la línea. Los micrófonos omnidireccionales son capaces de captar cualquier sonido independientemente de su procedencia, y los tipos bidireccionales y cardioides son modelos intermedios entre los anteriores. En el caso del tipo bidireccional, estos captan las ondas frontales y traseras, y en los de tipo cardioides las frontales, además de una amplia región alrededor del eje, incluyendo en ella una parte de la zona posterior.

3.3.3. Micrófono de condensador.

Por su respuesta en frecuencia plana, el micrófono de condensador es el adecuado para mediciones acústicas. Su célula básica o cápsula microfónica está constituida por un condensador plano formado por dos placas conductoras que se encuentran a muy corta distancia, separadas por el aire que actúa como dieléctrico. El diafragma consta de una membrana delgada estirada, usualmente de acero, aluminio o vidrio metalizado y es el receptor de las ondas

acústicas. La segunda placa es rígida y está construida con un metal conductor (Ref. [9]).

Debido a su alta impedancia interna, es necesario incluir por lo menos un paso de preamplificación que normalmente está localizado en la vecindad inmediata del micrófono. El preamplificador en un micrófono de condensador moderno por lo general está colocado en la caja del micrófono. Para acoplar las impedancia del micrófono con el preamplificador generalmente se utiliza un transistor FET con una impedancia de entrada alta del orden de $500\text{ M}\Omega$, debido a que esta impedancia es la adecuada para dicho propósito.

3.3.4. Características del micrófono de condensador utilizado.

En nuestro equipo utilizaremos el micrófono de condensador modelo CB/PA 270-092C de RadioShack. Asimismo, mostramos sus características y su conexión interna en la Figura (3.1).

Voltage de alimentación: 1.5 a 10 VDC.

Voltage Nominal: 4.5 VDC.

Corriente de Fuga: 0.5 mA (máxima).

Señal/Ruido: 40 dB (min).

Sensibilidad: $-65\text{ dB} \pm 4\text{ dB}$ (0 dB ref $1\text{ V}/\mu\text{bar}$ a 4.5 V, $R=1\text{ k}\Omega$).

3.4. Circuitos operacionales.

3.4.1. ¿Qué es un amplificador operacional?

Un amplificador operacional es un amplificador modular de etapas múltiples, con entrada diferencial, que se asemeja a la mayoría de las características del mítico "amplificador ideal" (ref. [10]). Las propiedades asociadas con un amplificador ideal son las siguientes:

1. Ganancia infinita de voltaje ($A_v \rightarrow \infty$).
2. Impedancia infinita de entrada ($Z_{ent} \rightarrow \infty$).
3. Impedancia de salida igual a cero ($Z_{sal} \rightarrow 0$).

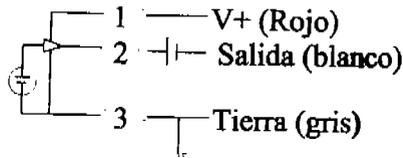


Figura 3.1: Conexión interna del Micrófono de condensador CB/PA 270-092C de RadioShack

4. Voltaje de salida $V_{sal} = 0$ cuando los voltajes de entrada $V_1 = V_2$.
5. Ancho de banda infinito (no hay retraso de la señal a través del amplificador).

En la práctica, no es posible lograr ninguna de estas propiedades, pero se pueden obtener con la aproximación suficiente para muchas aplicaciones. Por ejemplo, si se recurre a la retroalimentación para limitar a 10 la ganancia del circuito amplificador, una ganancia del amplificador (sin retroalimentación) de 1000 se acerca a infinito, lo suficiente para fines prácticos.

La primera etapa de un amplificador operacional es un amplificador diferencial. El amplificador diferencial proporciona una alta ganancia a señales diferenciales (por ejemplo, $V_2 - V_1$) y baja ganancia con señales aplicadas simultáneamente en ambas entradas (señales de modo común).

El amplificador diferencial presenta también una alta impedancia a cualquier señal de entrada que se le aplique. La etapa de entrada de un amplificador operacional es la más importante, porque es ahí donde se establece la impedancia de entrada y se minimizan tanto la respuesta en modo común, como los voltajes de desajuste.

A la etapa de entrada siguen una o más etapas intermedias, para cambiar a cero el nivel del voltaje estático del punto de operación a la salida, y proporcionar ganancia tanto de voltaje como de corriente. Se requiere una ganancia de voltaje adicional para obtener una alta ganancia general de voltaje, además la ganancia de corriente es necesaria para suministrar

corriente impulsora a la etapa de salida, sin cargar la etapa de entrada. En las etapas de amplificación intermedias se usan configuraciones tanto asimétricas como diferenciales.

La etapa de salida debe presentar una baja impedancia de salida y proporcionar corriente suficiente para impulsar la carga esperada. Debe tener también una impedancia de entrada lo suficientemente alta para no cargar la última etapa de amplificación intermedia. La etapa de salida es normalmente un emisor seguidor o una configuración complementaria.

Los primeros amplificadores operacionales servían para construir circuitos capaces de sumar, restar, multiplicar e incluso resolver ecuaciones diferenciales. Estos amplificadores de circuito integrado revolucionaron algunas áreas de la electrónica, por su tamaño pequeño ocupan menos espacio y requieren menos potencia aunado a su bajo costo.

A medida que la tecnología de fabricación adquirió mayor precisión, se realizaron mejoras notables a los amplificadores operacionales como los JFET. Una de las principales ventajas es que la entrada del amplificador operacional toma corrientes muy pequeñas y esto permite que los voltajes de entrada varíen entre los límites de la fuente de alimentación.

La segunda innovación fundamental fue la invención de los encapsulados, incluyendo de dos a cuatro amplificadores por encapsulado. En el mismo encapsulado de 14 terminales se dispone de cuatro amplificadores operacionales individuales, los cuales comparten la misma fuente de poder.

Hay muchas ventajas que se obtienen con la retroalimentación negativa, todas se basan en el hecho de que el comportamiento del circuito ya no depende de la ganancia de circuito abierto del amplificador operacional, además la ganancia de circuito cerrado, depende sólo de resistores externos. De modo que la suma de retroalimentación negativa permitirá ignorar los cambios en A_{ol} .

Los amplificadores son necesarios para amplificar señales de bajo nivel, por ejemplo, el voltaje de salida del puente de un termopar y en nuestro caso, para amplificar la señal de dos micrófonos.

El símbolo del amplificador operacional que se observa en la Figura (3.2) es un triángulo que apunta en la dirección del flujo de señal. Este componente tiene un número de identificación colocado dentro del triángulo.

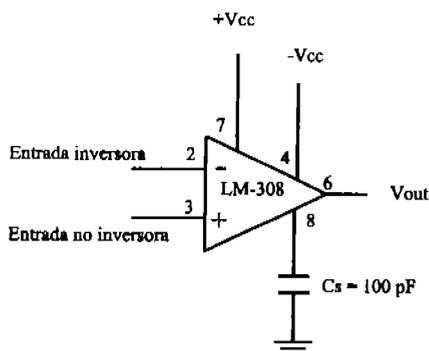


Figura 3.2: Diagrama de un amplificador operacional.

3.4.2. Terminales de un amplificador operacional.

Todos los amplificadores operacionales poseen por lo menos cinco terminales: la terminal de fuente de poder positiva V_{cc} o $+V$, la terminal de fuente de alimentación negativa V_{cc} o $-V$, la terminal de salida, la terminal de entrada inversora ($-$) y la terminal de entrada no inversora ($+$) ver Figura (3.2).

3.4.3. El amplificador operacional LM-308.

Las series LM-308 y LM-308A (ref. [11]) son amplificadores operacionales de precisión que cuentan con características mas apropiadas en un factor de diez que los de tipo FET sobre su rango de temperatura. Debido a la pequeña corriente de entrada, el voltaje de *offset* es extremadamente pequeño, esto hace posible eliminar los circuitos de ajuste de *offset*.

El dispositivo opera con una fuente de Voltaje de ± 2 V a ± 20 V. La corriente pequeña de error de la serie LM-308, hace posible muchas aplicaciones que no son practicamente convencionales en los amp-op. Tiene una máxima corriente de *bias* de 3 nA, corriente de *offset* por abajo de los 400 pA, el suministro de corriente es de solo 300 μ A siempre en saturación. Conectando un capacitor C_s (sin el cual no puede operar) tenemos muy buenos resultados, ya que mejora el rechazo de la fuente de ruido en un factor de 10, el voltaje de *offset* típico es de 0.7 mV y maximo de 2 mV.

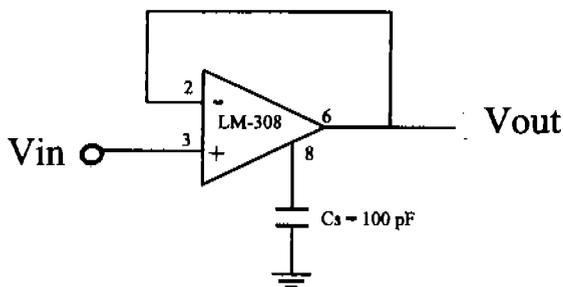


Figura 3.3: Seguidor de voltaje.

Estas características nos ayudan en el proceso, ya que evitaremos mallas de resistencia para compensar el *offset*. La Figura (3.2) muestra el diagrama esquemático del LM-308.

3.4.4. Seguidor de voltaje.

El circuito de la Figura(3.3) se denomina seguidor de voltaje o fuente (amplificador de ganancia unitaria o amplificador de aislamiento). El voltaje de entrada, V_{in} , se aplica directamente a la entrada (+). Ya que el voltaje entre las terminales (+) y (-) del amplificador operacional puede considerarse cero.

Obsérvese que el voltaje de salida es igual al voltaje de entrada tanto en magnitud como en signo. Por lo tanto, como el nombre del circuito lo indica, el voltaje de salida sigue al voltaje de entrada o fuente. La ganancia del voltaje es 1 (o la unidad).

Con frecuencia surge la pregunta: ¿Para qué preocuparse en usar un amplificador con ganancia de uno?. El seguidor de voltaje se utiliza por que su resistencia de entrada es alta (muchos megaohms) por lo tanto, extrae una corriente despreciable de una fuente de señal.

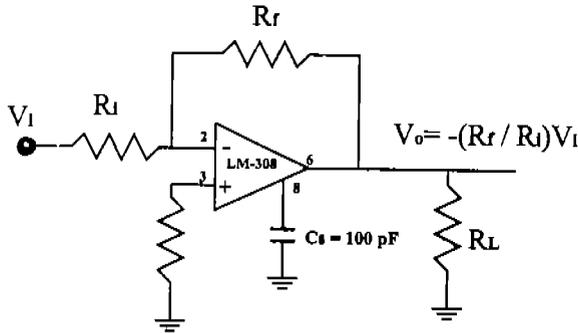


Figura 3.4: Amplificador inversor. $V_o = -\frac{R_f}{R_i} V_i$.

3.4.5. Amplificador inversor.

El circuito de la Figura (3.4) es uno de los amplificadores operacionales con un uso más extenso. Es un amplificador cuya ganancia en circuito cerrado entre V_i y V_o está establecida por R_f y R_i . Puede amplificar señales CA o CC. Para entender cómo opera este circuito se hacen dos suposiciones de simplificación apegadas a la realidad:

1. El voltaje entre las entradas (+) y (-) es esencialmente cero.
2. La corriente requerida por las terminales de entrada (+) o (-) es despreciable.

En la Figura (3.4) se aplica voltaje V_i a través del resistor R_i a la entrada (-) del amplificador operacional. Se proporciona retroalimentación negativa por el resistor R_f . El voltaje entre las entradas (+) y (-) es esencialmente igual a cero volts. Por lo tanto, la terminal de entrada (-) también es igual a cero volts, de modo que el potencial de tierra está en la entrada (+). Por esta razón, la entrada (-) se dice que está conectada a tierra virtual. Ya que un extremo de R_i está a V_i y el otro está a cero Volts la caída de voltaje a través de R_i es V_i . La corriente i a través de V_i se encuentra por medio de la ley de Ohm:

$$I = \frac{V_i}{R_i} \quad (3.6)$$

Toda la corriente de entrada i fluye a través de R_i , debido a que una cantidad de corriente despreciable es utilizada por la terminal de entrada (-). Obsérvese que la corriente a través

de R_f está establecida por R_i y V_i , no por R_f .

La caída de voltaje a través de R_f es simplemente $I(R_f)$, o bien

$$V_{r,f} = IR_f = \frac{V_i}{R_i} R_f \quad (3.7)$$

Como se muestra en la Figura(3.4), un extremo de R_f y un extremo de la resistencia de carga R_L están conectados. El voltaje de este punto a tierra es V_0 . Los otros extremos de R_f y R_L están al potencial de tierra. Por lo tanto V_0 es igual a $V_{r,f}$ (el voltaje a través de R_f). La dirección de corriente establecida por V_i obliga a que el extremo derecho de R_f se haga negativo. De ahí que, V_0 es negativo cuando V_i es positivo. Ahora, igualando V_0 con $V_{r,f}$ y agregando un signo negativo para significar que V_0 va a negativo cuando V_i va a positivo, se tiene

$$V_0 = -V_i \frac{R_f}{R_i} \quad (3.8)$$

Ahora se introduce la definición de que la ganancia en circuito cerrado del amplificador es A_{cd} , por lo que la Ecuación (3.8) toma la forma

$$A_{cd} = \frac{V_0}{V_i} = \frac{-R_f}{R_i} \quad (3.9)$$

El signo menos en la Ecuación (3.9) muestra que la polaridad de la salida V_0 está invertida con respecto a V_i . Por esta razón, el circuito de la Figura (3.4) se denomina amplificador inversor.

Para una señal CA de voltaje V_i aplicada a la entrada inversora se tiene lo siguiente. Para el medio ciclo positivo, las polaridades del voltaje y las direcciones de corriente son las mismas al de la Figura (3.4). Para el medio ciclo negativo el voltaje, las polaridades y las direcciones de corriente están invertidas con respecto a la entrada. La forma de onda de la salida es la negativa (o 180 grados fuera de fase) de la onda de entrada.

3.4.6. El sumador inversor.

En la Figura (3.5) se muestra un sumador inversor de dos entradas. El voltaje en la entrada (-) donde V_i se encuentra por medio de la ecuación siguiente:

$$I_1 = \frac{V_1}{R_1} \quad I_2 = \frac{V_2}{R_2} \quad (3.10)$$

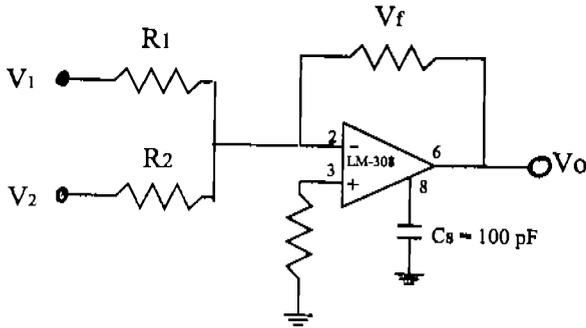


Figura 3.5: Amplificador sumador inversor de dos entradas: $V_0 = -[V_1 \frac{-R_f}{R_1} + V_2 \frac{-R_f}{R_2}]$.

De manera semejante, todas las corrientes de entrada se añaden juntas en R_f para generar un voltaje de salida igual a R_f veces la suma de corriente, o suma de voltajes,

$$V_0 = -[V_1 \frac{-R_f}{R_1} + V_2 \frac{-R_f}{R_2}] \quad (3.11)$$

En la Ecuación (3.11) se muestra que la ganancia para cada entrada puede ajustarse individualmente escogiendo la razón deseada entre R_f y cada resistor de entrada correspondiente.

3.4.7. Diferenciador.

Para el análisis del amplificador diferencial véase la Figura(3.6). Se notara que la diferencia de voltaje V entre las entradas inversora y la no inversora es muy pequeño (normalmente, de menos de 1 mV), puesto que V_0/A_{ol} es muy pequeño, por lo tanto, en este estudio se supondrá que las entradas inversoras y no inversoras están al mismo voltaje, independiente una de la otra.

Podemos fácilmente determinar los resultados de la señal de salida, usando el principio de superposición. Si V_2 es primero cero, nosotros tenemos un amplificador inversor con un loop cerrado de ganancia igual a $-R_2/R_1$.

Para el análisis del amplificador diferencial utilizando superposición, el voltaje de salida

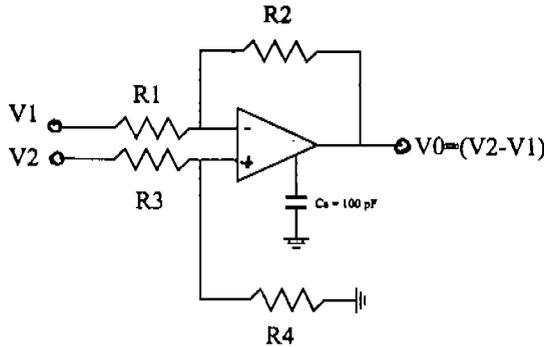


Figura 3.6: Amplificador de entrada diferencial: $V_0 = \frac{R_2}{R_1}V_2 - \frac{R_4}{R_3}V_1$.

entonces es

$$V_{01} = -\frac{R_2}{R_1}V_1 \quad \text{cuando} \quad V_2 \Rightarrow 0 \quad (3.12)$$

El circuito es ahora semejante a un amplificador inversor, procedemos para un divisor de voltaje compuesto de R_1 y R_2 . El voltaje en la entrada inversora (V'_2) es igual a

$$V'_2 = \frac{R_3}{R_3 + R_4}V_2 \quad \text{cuando} \quad V_1 \Rightarrow 0 \quad (3.13)$$

La salida de voltaje de el amplificador inverso conectado es

$$V_{02} = \left[1 + \frac{R_2}{R_1}\right] V'_2 \quad \text{o} \quad V_{02} = \left[1 + \frac{R_2}{R_1}\right] \left[\frac{R_4}{R_3 + R_4}\right] V_2 \quad (3.14)$$

El resultado de la señal de salida de ambas señales de origen simultáneamente es la suma de las Ecuaciones (3.12) y (3.14):

$$V_0 = \left[1 + \frac{R_2}{R_1}\right] \left[\frac{R_4}{R_3 + R_4}\right] V_2 - \frac{R_2}{R_1}V_1 \quad (3.15)$$

Como en la Ecuación (3.15), el voltaje de salida depende de los valores de cuatro resistencias. Para el caso que nosotros necesitamos, donde $R_1 = R_3$ y $R_2 = R_4$, tenemos:

$$V_0 = \frac{R_2}{R_1}V_2 - \frac{R_4}{R_3}V_1 \quad (3.16)$$

En cuyo caso el amplificador diferencial es ahora referido como una analogía de sustractor.

3.4.8. Integrador.

Puede pensarse que la integración consiste en determinar el área situada bajo una curva. Como un amp-op integrador opera con voltaje durante un período, puede decirse que proporciona una suma de voltaje en el tiempo.

Un amplificador operacional integrador tiene el circuito que se ilustra en la Figura (3.7). Para determinar la propiedad integradora de este circuito, recordemos algunas relaciones que resultan de la definición de capacitancia. La capacitancia C se define como

$$C = \frac{Q}{V} \text{ de ahí } Q = CV$$

considerando un cambio en la carga por unidad de tiempo, es decir, la corriente de condensador, es

$$i_c = \frac{dQ}{dt} = C \frac{dV}{dt} \quad (3.17)$$

Si el amp-op se aproxima a lo ideal, como $I_b \simeq 0, A_{oL}$ muy alta de manera que $v_i \simeq 0$, entonces $i_R = i_c$.

De la ecuación (3.17) se encuentra $i_c = \frac{dQ}{dV} = C \frac{dV}{dt} = i_R$. Puesto que $V_i \simeq 0$ y $V_c = -V_o$ se escribe

$$i_c = C \frac{dV_o}{dt} = \frac{V_1}{R} = i_R \quad (3.18)$$

Resolviendo ahora para dV_o , se tiene

$$dV_o = -\frac{1}{RC} V_1 dt \quad (3.19)$$

Integrando para obtener el V_o se tiene

$$V_o = -\frac{1}{RC} \int V_1 dt \quad (3.20)$$

Los límites de la integral en la Ecuación (3.20) son los tiempos, t_1 a t_2 , en que se ve la señal. Para calcular la integral de una onda de voltaje debe expresarse primero ese voltaje como función del tiempo.

Cuando se desea integrar una tensión alterna (lo que en régimen senoidal equivale a obtener un desfase de -90 grados y una amplitud de salida inversamente proporcional a la frecuencia). Siendo $\omega = 2\pi f$ la frecuencia de trabajo, lo normal es que podamos hacer $R_d/A_{oL}R \ll 1$; entonces se puede simplificar la expresión anterior expresando el ángulo de desfase por

$$\tan \theta = \omega CR \Rightarrow \theta = \arctan(\omega CR) \quad (3.21)$$

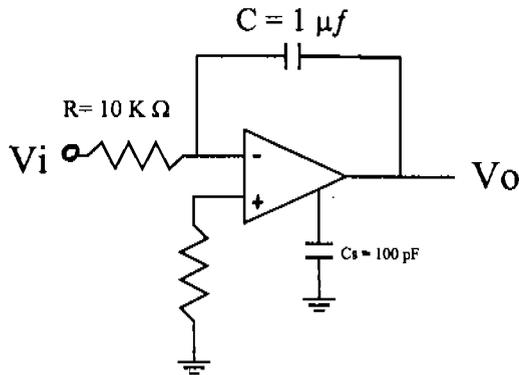


Figura 3.7: Integrador operacional: $V_0 = -\frac{1}{RC} \int V_i dt$.

y podemos decir que este ángulo es aproximadamente -90 grados a partir de una frecuencia tal que $\omega CR \gg 1$.

Consideraciones prácticas acerca del integrador.

Hasta ahora se ha considerado como ideal al amplificador operacional del integrador. En realidad, un amp-op práctico tiene algún voltaje de desajuste y requiere alguna corriente de polarización. El voltaje de desajuste se integra como una función en escalón que da lugar a una rampa linealmente creciente en la salida, con una polaridad que depende de la magnitud de V_{os} . La corriente de polarización circula por el condensador de retroalimentación dando lugar a una salida en rampa. En el transcurso de cierto tiempo, esos dos efectos hacen que el condensador se cargue hasta que se alcanza el nivel de salida máximo que el amplificador puede proporcionar. Esta carga lenta del condensador de retroalimentación, fija un límite al tiempo que se puede integrar con precisión. Además, V_{os} se suma al voltaje del condensador, que es también V_0 , y da lugar a un error por igual cantidad. De manera que la expresión del V_{sal} , de la ecuación (3.20), es

$$V_0 = -\frac{1}{RC} \int V_i dt + \frac{1}{RC} \int V_{os} dt + \frac{1}{C} \int I_B dt + V_{os} \quad (3.22)$$

Los tres últimos términos de la Ecuación (3.22) son términos de error. El primer término es

la salida útil, los otros tres se suman o se restan de la salida útil y dan lugar a un error.

El término de voltaje de desajuste se reduce: (1) usando un amp-op cuyo V_{os} sea de por sí bajo como el que empleamos en nuestro diseño (LM-380 amp-op de precisión), (2) derivar a C (capacitor de retroalimentación) con una resistencia R_d (Resistencia de retroalimentación) como se indica en la Figura (3.8). Se puede recurrir a las dos medidas correctivas para reducir los términos de error (ref. [8]).

Derivando el condensador de retroalimentación con R_d se limita la contribución del voltaje de desajuste a $(R_d/R)V_{os}$ en lugar de $V_{os}(A_{oL})$ a bajas frecuencias, cuando el condensador es virtualmente un lazo abierto. Lamentablemente, esto limita también la frecuencia más baja a la cual se puede integrar. Por ejemplo:

$$f > \frac{3}{2\pi R_d C} \quad (3.23)$$

Permitirá una precisión de 5% aproximadamente, conforme la frecuencia de operación aumenta sobre

$$f = \frac{1}{2\pi R_d C} \quad (3.24)$$

la precisión aumentará también.

El término de error por la corriente de polarización, de la Ecuación (3.22), se puede reducir usando un amp-op con entrada TEC y/o agregando una resistencia R_s de la entrada no inversora a tierra igual a $R \parallel R_d$ suponiendo que se use R_d (lo veremos con más detalle en la sección (3.4.9)). Esto compensa a I_B igual que se compensa en amplificador. Esto se ilustra en la Figura (3.8) con R_w , el tercer término de la Ecuación (3.22) viene ahora

$$f = \frac{1}{C} \int I_{os} dt \quad (3.25)$$

R_s se deriva a veces mediante un condensador C_{sd} de manera que $R_{ini}C_{int} \simeq R_s C_{sd}$ para compensar en frecuencia.

Eventualmente, se podría añadir un resistor R_3 , con un valor suficientemente alto para que la corriente que circula sea pequeña y no varíe el voltaje en la entrada no inversora del amp-op, para no afectar el desempeño del integrador. Un extremo de R_3 se conecta al cursor del potenciómetro P , para ajustar la tensión de corriente directa de salida en reposo.

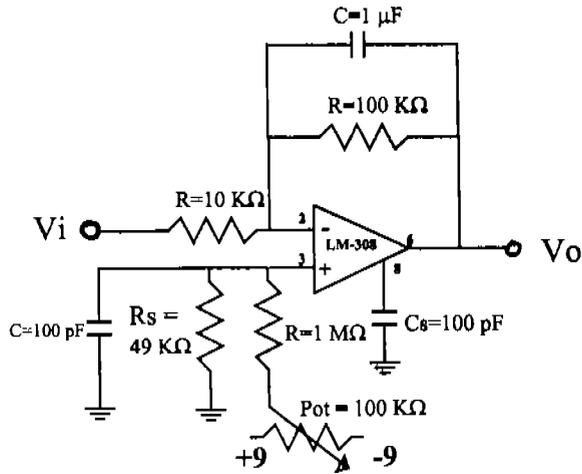


Figura 3.8: Circuito integrador basado en un amplificador operacional.

3.4.9. Divisor de *offset*.

Algunos amplificadores híbridos y de componentes discretos tienen un ajuste de tornillo para nulificar internamente el *desajuste*. En el caso de los amplificadores que no tienen medios internos para corregir el V_{os} , se tiene que agregar una red exterior de resistencias para compensar el voltaje de *desajuste* (ref. [8]).

En aplicaciones que requieren un alto grado de precisión en régimen de CC, el voltaje de *offset* de entrada del amplificador operacional en uso puede ser una fuente significativa de error; especialmente cuando opera con etapas de alta ganancia. Para un funcionamiento adecuado, esta situación requiere que el voltaje *offset* de entrada se anule.

Antes de examinar la compensación del voltaje de *desajuste*, debemos estudiar el efecto de la corriente de polarización (I_B) en el voltaje de *desajuste*. Aunque I_B es pequeña afecta el funcionamiento del amp-op. Cuando la entrada inversora es conectada a tierra en un amplificador inversor (ver Figura (3.4)) V_{os} es cero (debido a V_{BE}); I_B circula a través de la combinación en paralelo de R_i y R_f , dando lugar a un voltaje V_{os} (debido a I_B) igual a $I_B(R_i \parallel R_f)$.

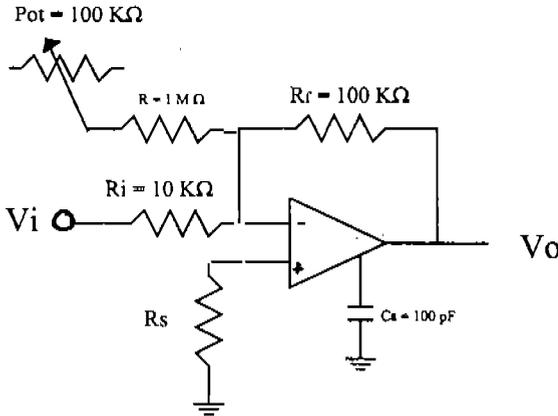


Figura 3.9: Técnica de compensación de bajo corrimiento para un amplificador.

La corriente de polarización que fluye hacia la terminal no inversora (I_{B_2}) es aproximadamente igual a la corriente de polarización que fluye hacia la terminal inversora (I_{B_1}). Si se pone una resistencia en la terminal no inversora (R_s) que sea igual $R_i \parallel R_f$, el voltaje generado a través de R_s será muy similar al voltaje de desajuste presente en la terminal inversora debido a $I_{B_1}(R_i \parallel R_f)$.

Para un funcionamiento deseado y una operación consistente, es recomendable no comprometer la razón de bajo corrimiento al voltaje *offset* de entrada, y en lo posible se debe evitar la nulidad *offset* de un amplificador de precisión. Por lo tanto, se debe tener mucho cuidado con la técnica usada para la compensación, ya que se puede aumentar el corrimiento. Sin embargo, en casos donde es necesario anular los últimos $50\mu\text{V}$ a $100\mu\text{V}$ de *offset* de un amplificador operacional de precisión, debe usarse uno de los circuitos mostrados en la Figura (3.9),

Técnica de compensación de *offset*.

Cuando el fabricante no proporcione terminales externas para ajustes internos, existen métodos externos que permiten ajustar el voltaje *offset* con alta precisión. Asimismo, se proporcionan condiciones de operación con bajos corrimientos. La Figura (3.10) muestra el circuito que emplea resistencias R_1 y R_2 del amplificador inversor como parte de la red

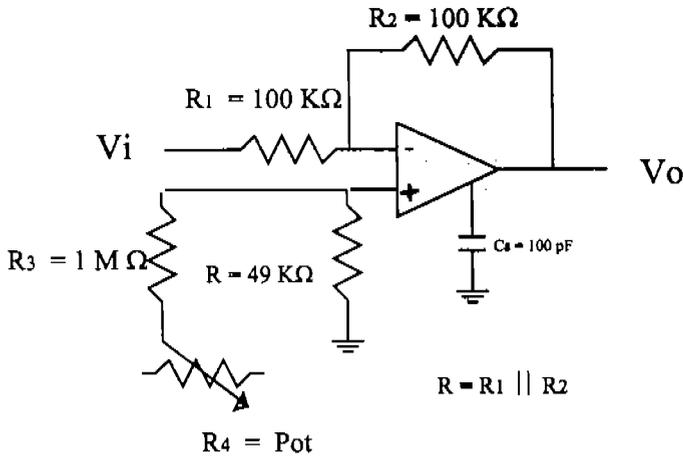


Figura 3.10: Circuito para anular externamente el voltaje de *offset*.

atenuadora en conjunto a R_3 . Así se genera un voltaje variable en la entrada inversora del amplificador, el cuál se obtiene de la fuente de polarización V_{cc} mediante el potenciómetro R_4 y a través del divisor de voltaje formado por R_3 y el paralelo de R_2 y R_1 , expresado por:

$$\pm V_{cc} \frac{R_1 \parallel R_2}{(R_1 \parallel R_2) + R_3} \quad (3.26)$$

R_3 debe ser mucho mayor que $(R_1 \parallel R_2)$, por lo que la expresión queda como

$$\pm V_{cc} \frac{R_1 \parallel R_2}{R_3} \quad (3.27)$$

Por ejemplo para fuentes de ± 15 V y una razón de 1/1000 en el divisor, la variación del voltaje externo de compensación es de ± 15 mV. Es importante recordar que cuando se use este circuito compensador para corregir los errores *offset* de más de un amplificador simultáneamente, la resistencia equivalente que ve R_3 se reducirá y por lo tanto el voltaje aplicado en ese punto también se reducirá. En consecuencia, para mantener un nivel de voltaje de corrección adecuado, se debe reducir el valor de R_3 o aumentar V_{cc} .

En esta configuración el voltaje de ajuste es independiente de los elementos de la retroalimentación. Generalmente, este circuito es más usado, ya que el voltaje no depende de los

parámetros, sino únicamente de la red de ajuste o corrección. Esta configuración también la podemos utilizar en un amplificador integrador.

Capítulo 4

Diseño, construcción y evaluación del sistema electrónico.

Uno de los aspectos considerados para la construcción del sistema, es el uso de componentes electrónicos de bajo costo, sin descuidar por ello la precisión en el cálculo de las variables acústicas; ya que con éste diseño se probará el método de los dos micrófonos a bajas frecuencias y se determinarán sus alcances.

Debido a la necesidad de utilizar los micrófonos en otros proyectos del Laboratorio de Acústica, se decidió separar la fuente de alimentación de los micrófonos en un dispositivo alterno. De ahí que el sistema electrónico se compone de dos módulos: Módulo de Alimentación y Módulo de Procesamiento.

La función principal del Módulo de Alimentación es suministrar voltaje a los micrófonos de condensador y a los amplificadores operacionales de todo el sistema, así como el control de ajuste y calibración de ganancia de los micrófonos. El Módulo de Procesamiento realiza las operaciones matemáticas del análisis del Capítulo 3 para calcular P , U , A y B a partir de las señales de los micrófonos p_1 y p_2 .

4.1. Módulo de Alimentación.

El Módulo de Alimentación tiene las siguientes etapas: (1) Fuente de voltaje regulada de 5 V para los micrófonos de condensador; (2) Fuente de voltaje regulada de ± 9 V para los amplificadores operacionales incluidos en el Módulo de Procesamiento; (3) Un control de ganancia para los dos micrófonos de opción $\times 1$ ó $\times 10$ y (4) Calibración de ganancia del

micrófono p_2 con respecto al micrófono p_1 .

4.1.1. Fuente de suministro de voltaje.

En la Figura (4.1) tenemos la fuente de alimentación de voltaje, la cual suministra a los amplificadores operacionales ± 9 V y +5 V a los micrófonos de condensador. Para el diseño utilizamos un transformador de 127/24 con tap central y capacidad de 2 A; un puente rectificador de voltaje que convierte el voltaje de 24 V CA proveniente del transformador, obteniendo sólo lóbulos de señal senoidal positivos; capacitores de 4700 μ F para filtrar el voltaje del rectificador obteniendo practicamente CC; reguladores serie LM-7909 y LM-7809 mismos que son regulador de voltaje negativo y positivo -9 V y +9 V respectivamente; regulador de voltaje +5 V LM7805. Los Reguladores sirven para asegurar que el voltaje de suministro hacia los componentes no cambien, afectando las condiciones de operación de los componentes y esto derive errores en la medición.

La fuente de alimentación se evaluó de la siguiente manera. Primero, se midió el voltaje de rizo pico a pico (V_{rpp} pequeñas variaciones de voltaje en CC) en el nodo A antes de los reguladores como se muestra en la Figura (4.1). Para dicho fin empleamos un osciloscopio con una resolución de 5 mV/cuadro y obtuvimos un voltaje de 6 mV rpp . Posteriormente se midió V_{rpp} en el nodo B a la salida de los reguladores y el voltaje resultó ser tan pequeño, que la resolución del osciloscopio no fué suficiente para apreciar algún cambio.

Las especificaciones de los reguladores de la serie LM-78 se pueden consultar en las referencias [12] y [13].

4.1.2. Conexión de los micrófonos de condensador.

Debido a que las mediciones se realizaron en un tubo de PVC con longitud $L = 3$ m fué necesario que el suministro de voltaje a los micrófonos (5 V) se hiciera a través de un cable blindado con una longitud de 2 m. Este mismo cable cuenta con otra terminal por la cual conectamos la señal sensada por el micrófono. El cable es conectado al Módulo de Alimentación donde la señal sensada será transmitida al Módulo de Procesamiento. Ver Figura (4.2).

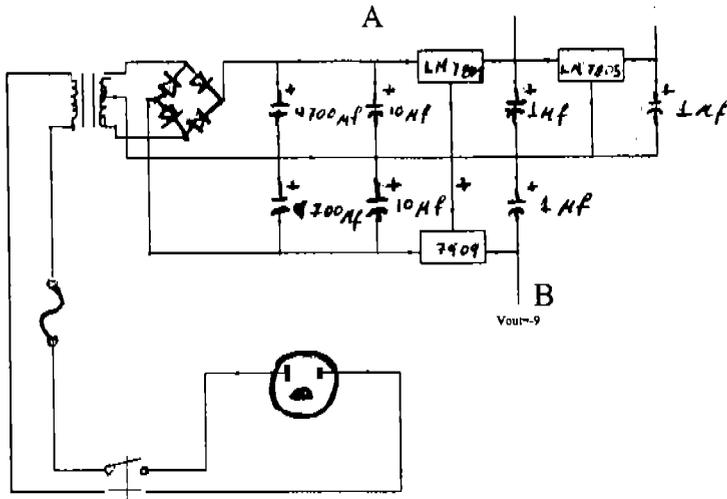


Figura 4.1: Diseño de la fuente de voltaje regulada para todo el sistema.

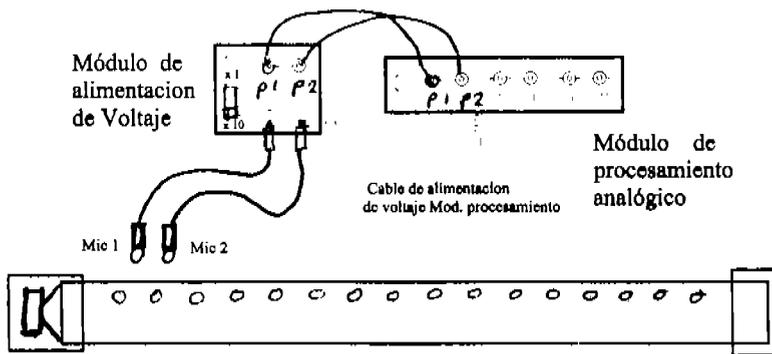


Figura 4.2: Conexión del Módulo de Procesamiento, Módulo de Alimentación y los micrófonos P1 y P2.

4.1.3. Control de ganancia y calibración.

Para el control de ganancia de los micrófonos p_1 y p_2 se utilizó un interruptor de dos polos y dos tiros (interruptor de dos canales con la función de seleccionar alguna de las dos salidas) para seleccionar la resistencia de entrada al amplificador, $10\text{ K}\Omega$ para ganancia de 1 o $1\text{ K}\Omega$ para ganancia de 10. Estas resistencias son conectadas a la entrada inversora de los amplificadores operacionales, teniendo estos $10\text{ K}\Omega$ en retroalimentación. Ver Figura (4.3). En las mediciones que posteriormente se reportan únicamente se utilizó la opción de ganancia unitaria.

Se utilizaron amplificadores operacionales para acoplar la señal de los micrófonos al sistema de procesamiento analógico. Una de las funciones más importantes consiste en asegurar que ambos micrófonos tienen la misma ganancia en las mismas condiciones. Experimentalmente se observa que los micrófonos p_1 y p_2 pueden tener diferente respuesta de magnitud y fase cuando estos se colocan frontalmente a la misma distancia de un altavoz que radia una onda acústica (los dos micrófonos están en las mismas condiciones acústicas). Por lo anterior, es necesario calibrar los micrófonos en magnitud y fase. En este trabajo sólo se calibró en magnitud, por lo que, se colocó un potenciómetro de precisión Trimpot de $10\text{ K}\Omega/20$ vueltas en la retroalimentación del amplificador correspondiente al micrófono p_2 , con el fin de variar su ganancia hasta igualar a la de p_1 .

4.2. Módulo de Procesamiento.

Para el suministro del voltaje ($\pm 9\text{ V}$) al Módulo de Procesamiento utilizamos un cable con extremos plug estereo macho, proveniente del Módulo de Alimentación. La salida de los micrófonos de condensador p_1 y p_2 , ya calibrada, es conectada en éste módulo por cable coaxial. Ver Figura(4.2). Antes de procesar las señales de los micrófonos p_1 y p_2 , estos pasan respectivamente por un seguidor de voltaje, aislando la señal eléctrica de p_1 y p_2 a la carga del resto de los amplificadores. En caso de no usar seguidor de voltaje, los amplificadores de proceso podrían quitar energía provocando distorsión en la señal eléctrica de p_1 y p_2 por consiguiente, el resultado no sería confiable. Ver Figura(4.4). A partir de esta sección hablaremos de p_1 y p_2 considerando las señales eléctricas a la salida de los amplificadores seguidores de voltaje, provenientes del Módulo de alimentación para los micrófonos 1 y 2.

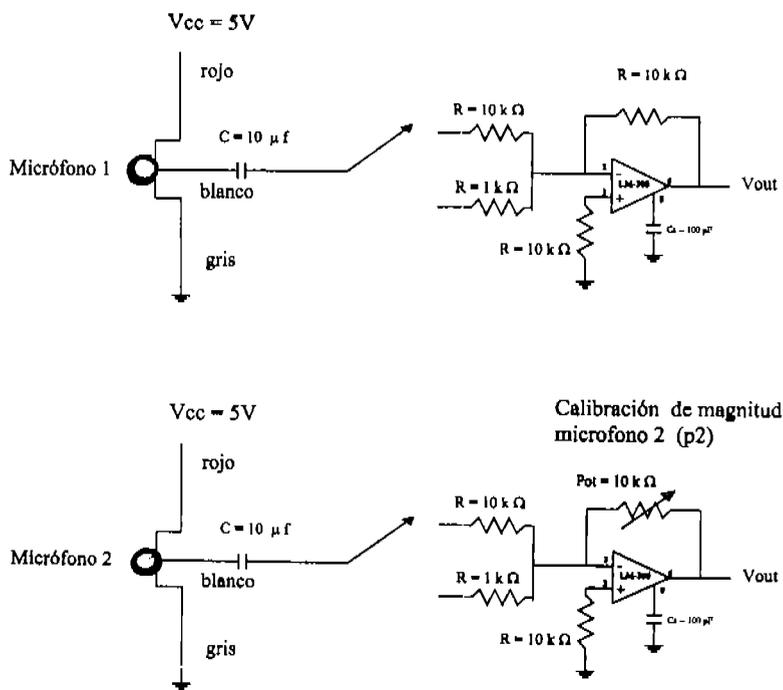


Figura 4.3: Diseño, calibración y control de ganancia del micrófono p_2 .

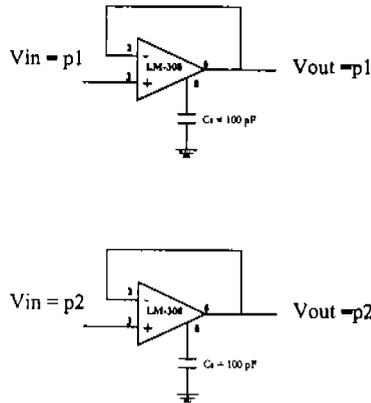


Figura 4.4: Seguidor de voltaje de p_1 y p_2 .

4.2.1. Circuito para calcular la presión sonora P .

Para calcular la presión sonora P , p_1 y p_2 se conectan a un sumador inversor, con una ganancia de 0.5. El resultado es el valor promedio de las dos señales p_1 y p_2 , pero con signo negativo. Para obtener el valor positivo de P , la salida del sumador inversor lo conectamos a un inversor de ganancia unitaria. Ver Figura(4.5). Por el tipo de amplificador operacional que se eligió y la ganancia, no fue necesario compensar en *offset*.

4.2.2. Circuito para calcular la velocidad de partícula U .

En el circuito para calcular la velocidad de partícula U es importante considerar cada variable de la Ecuación (3.3). Para el desarrollo electrónico de la misma encontramos tres etapas de operación. Ver Figura (4.2.2). En la primera etapa, p_1 y p_2 se conectan a un amplificador de entrada diferencial con ganancia 10. En la segunda etapa, se tiene un amplificador integrador; los valores de la resistencia de entrada $R_{in} = 10 \text{ k}\Omega$, la resistencia de retroalimentación $R_f = 10 \text{ k}\Omega$ y el capacitor $C = 1 \mu\text{F}$.

Para satisfacer los requerimientos del factor de escala f_c (ganancia), ver Ecuación (4.1),

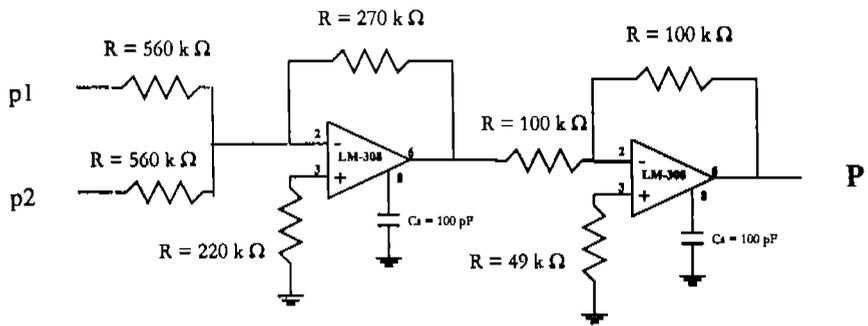


Figura 4.5: Circuito para calcular la presión sonora P .

que depende de la distancia entre los micrófonos y la velocidad del sonido, se agregó ganancia en la primera etapa de diferencia, y también en la tercer etapa de ajuste, obteniéndose así la ganancia requerida. Utilizando un amplificador inversor de ganancia variable en la tercera etapa, se calibra el valor de f_c , además de que se invierte el signo de U como es deseado (para dar un valor con el signo correcto, físicamente)

$$f_c = \frac{c}{\delta} = \frac{1}{\tau} \quad (4.1)$$

donde $c =$ es la velocidad del sonido y δ la distancia entre los micrófonos.

Calibración de ganancia circuito U .

Para determinar el factor de ganancia de la Ecuación (4.1), es necesario conocer δ . En las condiciones experimentales que se reportan más adelante, se utilizó un valor de $\delta = 0.1$ m, entonces la ganancia toma un valor de $f_c = 3430 \left[\frac{1}{s} \right]$.

De la Ecuación (3.3) podemos deducir que

$$gcU = \frac{p_1}{j\omega\tau} \quad \text{para} \quad p_2 = 0 \quad (4.2)$$

$$gcU = f_c \frac{p_1}{j\omega} \quad \text{para} \quad p_2 = 0 \quad (4.3)$$

Recordando la propiedad de la transformada de Fourier (TF) para una integral [14]

$$TF \left\{ \int_{-\infty}^t f(\tau) d\tau \right\} = \frac{F(j\omega)}{j\omega} \quad (4.4)$$

Aplicando dicha propiedad a la Ecuación (3.20) tenemos

$$V_0 = -\frac{1}{RC} \frac{V_1(j\omega)}{j\omega} \quad (4.5)$$

Considerando los efectos del integrador Ecuación(4.5) y para ello ajustar la ganancia requerida de la Ecuación (4.3), finalmente a la salida del Circuito U , la Ecuación para calibrar la ganancia es:

$$gcU = f_c \frac{1}{RC} \frac{V_1(j\omega)}{j\omega} \quad \text{para} \quad p_2 = 0 \quad (4.6)$$

Esta condición de $p_2 = 0$, se obtiene en el circuito poniendo la entrada correspondiente a tierra. En la entrada p_1 se conecta una señal de prueba, que consiste en una senoidal con una frecuencia de 1 kHz y voltaje de 1 V_{pp}. Sustituyendo estos valores en la Ecuación (4.6),

se obtiene el voltaje que se espera a la salida del circuito U , este voltaje es de $0.5459 V_{pp}$. El voltaje medido directamente en el circuito, se ajusta con el trimpot de la tercera etapa (pot de calibración U) hasta lograr una lectura igual al voltaje esperado.

4.2.3. Circuito para calcular la presión sonora de la onda incidente A .

Para obtener la señal de presión de la onda incidente A , se utiliza un sumador inversor que suma las entradas y las divide entre dos; una de las entradas al circuito es la señal del circuito proveniente de U con la señal del micrófono p_2 . El resultado a la salida del sumador inversor es negativo ($-A$), por lo que conectamos a la salida un inversor de ganancia unitaria donde el resultado es $+A$. Ver Figura(4.7).

4.2.4. Circuito para calcular la presión sonora de la onda reflejada B .

Por último, para calcular la presión sonora de la onda reflejada que viaja a la izquierda B , utilizamos un amplificador operacional con la función de entrada diferencial, conectamos la salida del circuito U en la entrada inversora o negativa, y la señal del micrófono p_1 en la entrada no inversora o positiva. A la salida del amplificador obtenemos directamente el valor de B . Ver Figura(4.8).

4.3. Evaluación y caracterización del sistema.

4.3.1. Módulo de Procesamiento.

Para evaluar este sistema utilizamos las ecuaciones de aproximación a bajas frecuencias (3.2), (3.3),(3.4) y (3.5), considerando que una de las dos variables p_1 ó p_2 (señales de entrada a los circuitos) es igual a cero (conectada a tierra) y la otra entrada se conecta con una señal de amplitud unitaria. Esto proporciona la respuesta deseada teóricamente.

Por otra parte, se realizó una evaluación experimental de los circuitos con el arreglo que se muestra en la Figura (4.9). En esta evaluación se pone una de las entradas a tierra y la otra se alimenta con una señal aleatoria de amplitud espectral constante (ruido blanco), proporcionada por el generador señales del Analizador de Señales B&K 2034. Esta misma

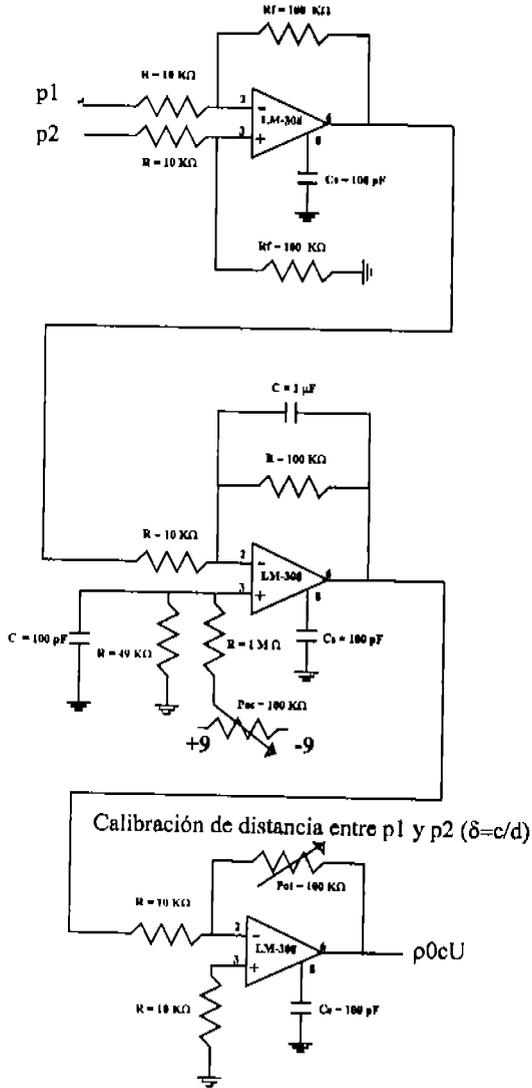


Figura 4.6: Circuito para calcular la velocidad de partícula U .

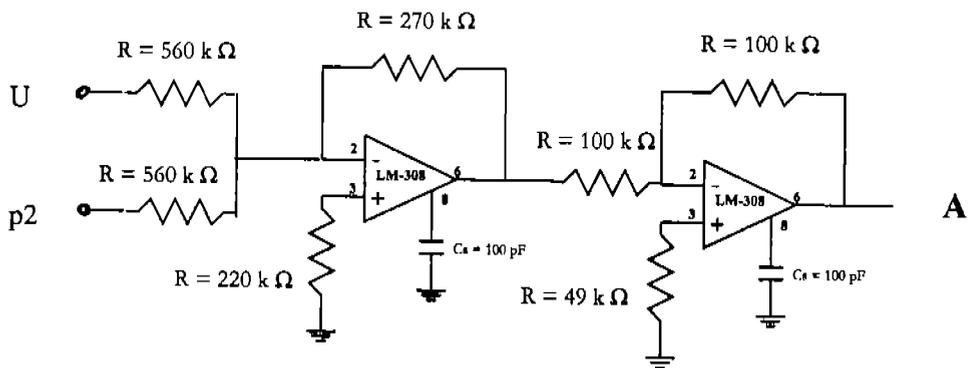


Figura 4.7: Circuito para calcular la presión sonora de la onda incidente *A*

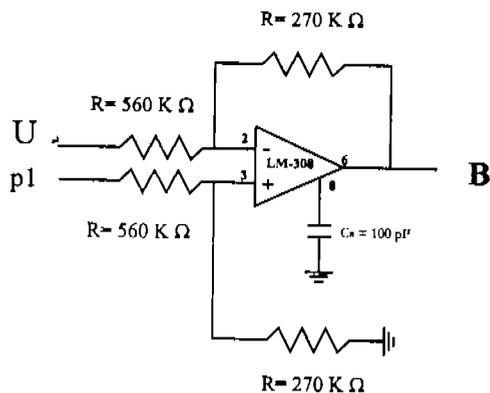


Figura 4.8: Circuito para calcular la presión sonora de la onda reflejada B .

señal se conecta a la entrada A del analizador. La salida del circuito del Módulo de Procesamiento que se pretende evaluar, P , U , A o B , se conecta a la entrada B del analizador, el cual calcula la función de respuesta en frecuencia de la señal en la entrada B respecto a la señal en entrada A. Los datos experimentales se comparan con los teóricos a fin de evaluar el Módulo de Procesamiento. Esta evaluación se realizó primero aplicando la señal de prueba a la entrada p_1 (con $p_2 = 0$), y luego con la señal aplicada en p_2 (con $p_1 = 0$).

Evaluación del proceso del circuito de presión P .

Para evaluar el procesamiento de la variable P partiendo de la Ecuación (3.4), con la señal aleatoria conectada en p_1 y haciendo $p_2 = 0$, se obtiene

$$P = \frac{1}{2}p_1, (p_2 = 0). \quad (4.7)$$

Para el caso en que la señal aleatoria es conectada en p_2 y $p_1 = 0$ se obtiene

$$P = \frac{1}{2}p_2, (p_1 = 0). \quad (4.8)$$

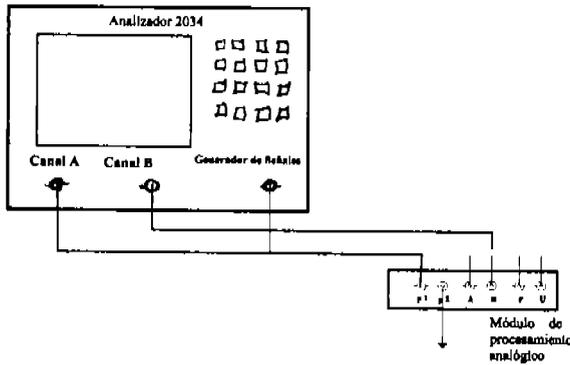


Figura 4.9: Diagrama de la conexión para evaluar el Módulo de Procesamiento Analógico.

De estas ecuaciones se deduce que la respuesta en frecuencia de p_1 (o p_2) a P debe tener magnitud constante y fase cero.

Las Figuras (4.10) y (4.11) muestran las respuestas medidas utilizando el analizador de espectros, comparadas con las respuestas teóricas. El buen desempeño de estos circuitos se debe a que la operación para calcular P es muy sencilla, con valores de ganancia fijos.

Evaluación del circuito para calcular U .

Partiendo de la Ecuación (3.3), con la señal aleatoria conectada en la entrada p_1 y haciendo que $p_2 = 0$, se tiene

$$\rho c U = \frac{1}{i\omega\tau} p_1, \quad (p_2 = 0). \quad (4.9)$$

Si la señal aleatoria se conecta en p_2 y $p_1 = 0$, se obtiene

$$\rho c U = -\frac{1}{i\omega\tau} p_2, \quad (p_1 = 0). \quad (4.10)$$

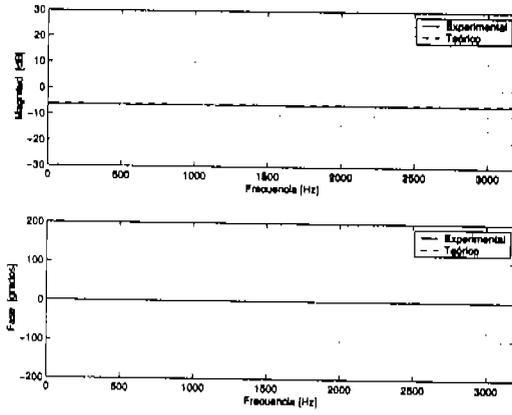


Figura 4.10: Respuesta en frecuencia del circuito para calcular P cuando $p_2 = 0$.

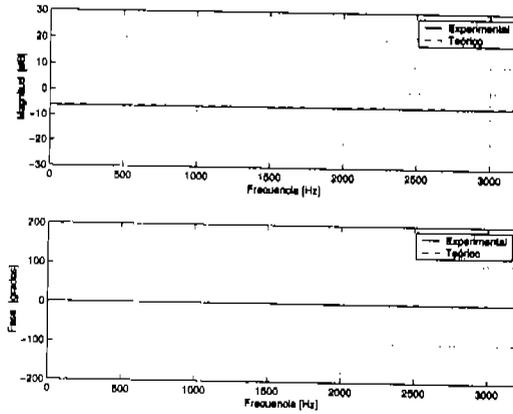


Figura 4.11: Respuesta en frecuencia del circuito para calcular P cuando $p_1 = 0$.

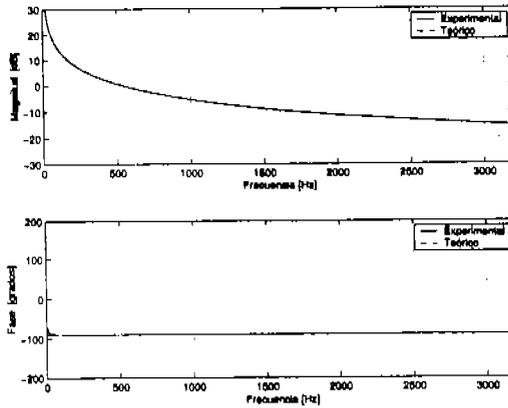


Figura 4.12: Respuesta en frecuencia del circuito de U cuando $p_2 = 0$.

En ambas, la magnitud es la misma lo que cambia es la fase: para $p_2 = 0$, $\theta = -90^\circ$, y para $p_1 = 0$, $\theta = +90^\circ$.

Las Figuras (4.12) y (4.13) muestran las respuestas medidas comparadas con las teóricas. Se puede apreciar que en las frecuencias más bajas hay un pequeño levantamiento de fase de la medición experimental, a 40 Hz tenemos 88° , que representa una buena aproximación, y a medida que aumenta la frecuencia, la fase se va aproximando más a los 90° . La respuesta de fase es importante, ya que ésta no se puede calibrar ni mejorar una vez terminado el diseño. Por otra parte, la magnitud sí se puede calibrar con el trimpot de calibración de U utilizando un osciloscopio. El circuito para calcular U es uno de los más críticos, ya que el valor de A y B dependen directamente de U .

Evaluación del circuito para calcular A .

Partiendo de la Ecuación (3.4), con la señal aleatoria conectada en p_1 , y haciendo $p_2 = 0$, se tiene

$$A = \frac{1}{2i\omega\tau} p_1, \quad (p_2 = 0); \quad (4.11)$$

comparando con la Ecuación (4.9) se puede observar que ambas coinciden, salvo por un factor de $1/2$. Para el caso en que la señal aleatoria se conecta en p_2 y $p_1 = 0$, se tiene

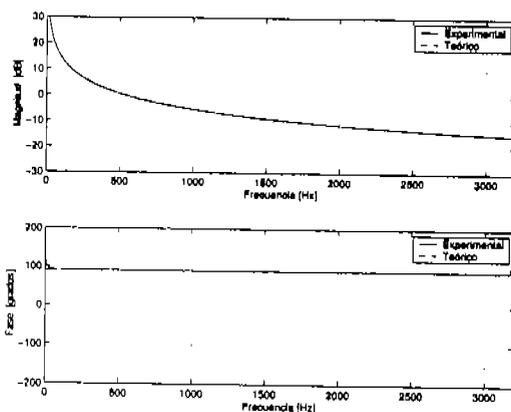


Figura 4.13: Respuesta en frecuencia del circuito de U cuando $p_1 = 0$.

$$A = \frac{1}{2} - \frac{1}{2i\omega\tau} p_2, \quad (p_1 = 0). \quad (4.12)$$

La magnitud converge a $1/2$ y la fase presenta una variación en frecuencia.

Las Figuras (4.14) y (4.15) muestran la comparación entre los datos experimentales y los teóricos. Se observa una coincidencia deseable, que se explica por el buen desempeño del circuito U , y porque el procesamiento en el circuito A es sencillo.

Evaluación del circuito para calcular B .

De la Ecuación (3.5), con la señal aleatoria conectada en p_1 y haciendo $p_2 = 0$ se tiene

$$B = \frac{1}{2} - \frac{1}{2i\omega\tau} p_1, \quad (p_2 = 0); \quad (4.13)$$

que coincide con la Ecuación (4.12) de A . Para el caso en el que la señal aleatoria se conecta en p_1 y $p_1 = 0$, se tiene

$$B = \frac{1}{2i\omega\tau} p_2, \quad (p_1 = 0); \quad (4.14)$$

que coincide con la Ecuación (4.11) de A .

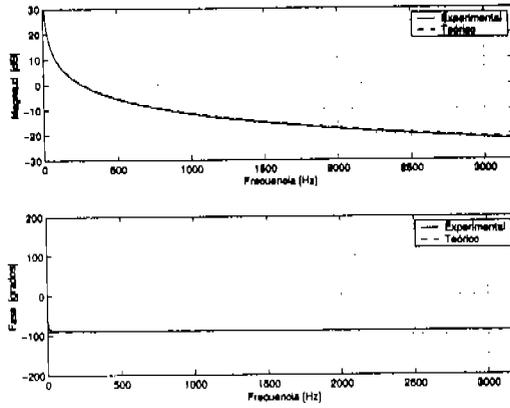


Figura 4.14: Respuesta en frecuencia del circuito para calcular A cuando $p_2 = 0$.

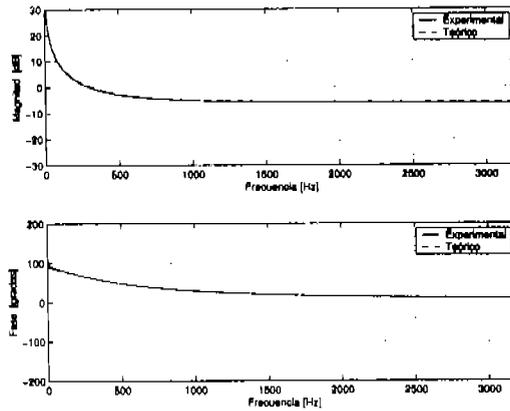


Figura 4.15: Respuesta en frecuencia del circuito para calcular A cuando $p_1 = 0$.

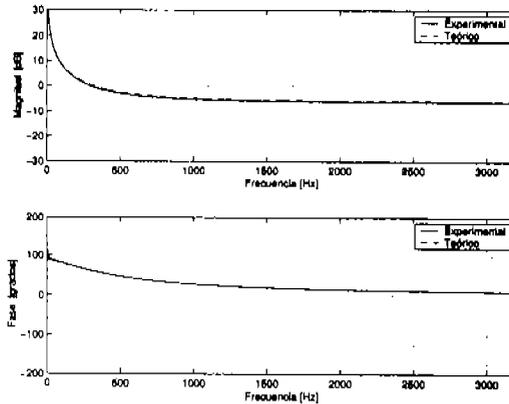


Figura 4.16: Respuesta en frecuencia del circuito para calcular B cuando $p_2 = 0$.

Las Figuras (4.16) y (4.17) muestran la comparación entre los datos experimentales y los teóricos. Se conserva el mismo resultado, los datos son muy parecidos con los del circuito para calcular A .

4.3.2. Respuesta acústica de los micrófonos.

Para realizar esta medición se colocaron los micrófonos p_1 y p_2 a la misma distancia $x = L$ al final del tubo, y se consideraron las señales de salida del Módulo de Alimentación de los micrófonos. La salida p_1 se conectó a la entrada A del analizador de espectros, considerando a p_1 como la señal (micrófono) de referencia. La salida p_2 se conectó a la entrada B del analizador de espectros, considerando a p_2 como la señal (micrófono) a evaluar. En el otro extremo del tubo se tiene un altavoz, al cual se le suministra una señal aleatoria proveniente del generador de señales del analizador. Se calibró la magnitud del micrófono p_2 comparándola e igualándola con la magnitud de p_1 a una frecuencia de 400 Hz (utilizando el trimpot de calibración). En estas condiciones se realizaron mediciones de respuesta en frecuencia (magnitud y fase) entre los dos micrófonos; el resultado se muestra en la Figura (4.18).

La mayor diferencia de fase ocurre aproximadamente a 33 Hz, donde la diferencia de fase entre los micrófonos es de $\Delta\theta=19.5^\circ$. La mayor diferencia de magnitud es $\Delta_M = 0,5$ a una

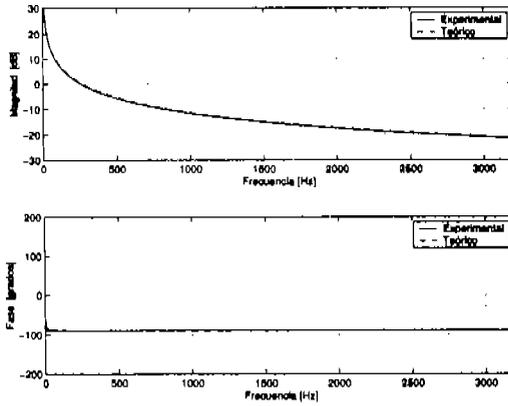


Figura 4.17: Respuesta en frecuencia del circuito para calcular B cuando $p_1 = 0$.

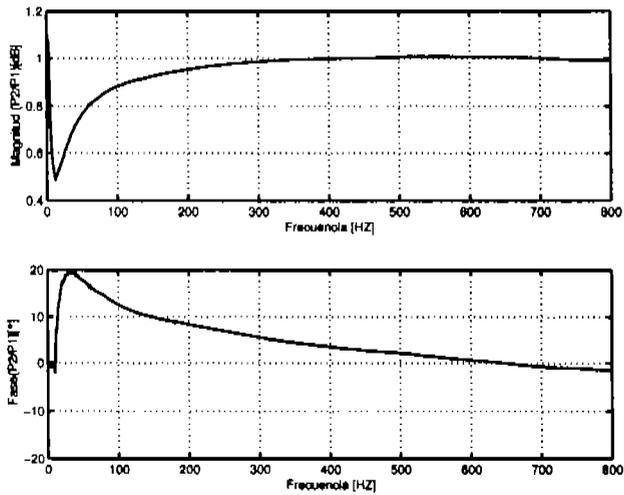


Figura 4.18: Respuesta en frecuencia de p_2 comparado con p_1 .

frecuencia de 13 Hz. A medida que la frecuencia aumenta, se observa que las diferencias de magnitud y fase entre los micrófonos se reducen. Por ejemplo, a 300 Hz la diferencia de fase Δ_θ es de 10° y la diferencia en magnitud Δ_M es aproximadamente 1. La Figura (4.18) muestra que a 400 Hz, se tiene que la función de respuesta $p_1(\omega)/p_2(\omega)=1$, lo que significa que $p_1 = p_2$, ya que a esa frecuencia se calibró la magnitud de los dos micrófonos.

En frecuencias bajas se observa una mayor diferencia entre la fase y la magnitud de los micrófonos. Esto tiene un impacto negativo en el desempeño del sistema a esas frecuencias. Esto se pone de manifiesto en las mediciones acústicas realizadas con los dos módulos, como se verá en el siguiente capítulo.

4.4. Realización electrónica

Se diseñaron los circuitos impresos para el Módulo de Alimentación de Voltaje y el Módulo de Procesamiento, después se montaron los dispositivos electrónicos en la placa de circuito impreso y se soldaron. Se fijaron las placas de circuito impreso en cajas metálicas con sus correspondientes conectores de entrada y salida Figuras (4.19 y 4.20).

El Módulo de Alimentación cuenta con: conectores entrada (micrófonos p_1 y p_2), interruptor para seleccionar la ganancia que se dará a la señal de los micrófonos ($\times 1$ o $\times 10$), conectores de salida (señal amplificada de los micrófonos), conectores de salida de voltaje para el Módulo de Procesamiento (± 9 V y tierra) interruptor de encendido, foco de neon para indicar que el equipo está encendido y cable de suministro de C.A. Ver Figura (4.21).

El Módulo de Procesamiento cuenta con: un trimpot de precisión para calibrar la ganancia del circuito U , los conectores de entrada (p_1 , p_2 , suministro de voltaje de ± 9 V y tierra) y los de salida (P , U , A y B). Ver Figura (4.22).



Figura 4.19: Circuito impreso y componentes del Módulo de Procesamiento.

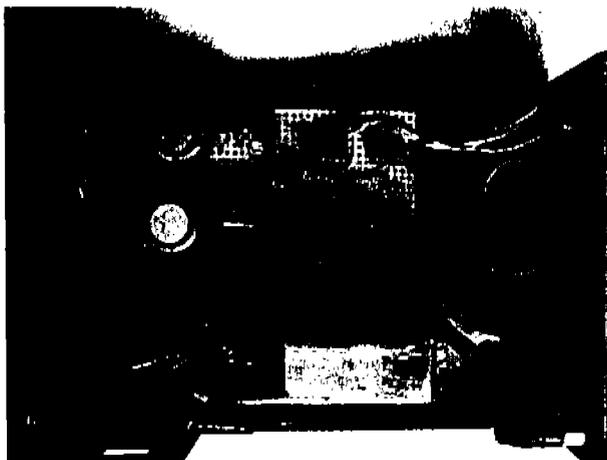


Figura 4.20: Circuito impreso y componentes del Módulo de Alimentación.



Figura 4.21: Detalle del Módulo de Alimentación.

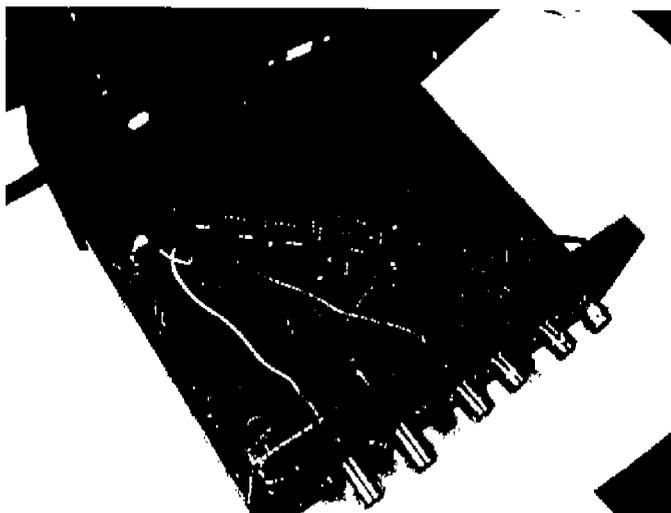


Figura 4.22: Detalle del Módulo de Procesamiento.

Capítulo 5

Evaluación experimental en un tubo de ondas planas.

En este capítulo se evalúa el desempeño del sistema completo, introduciendo los dos micrófonos en un tubo y aprovechando la propiedad de que, a bajas frecuencias, el sonido se propaga en ductos en forma de ondas planas. El desempeño del sistema (multímetro acústico) se evalúa midiendo las salidas del Módulo de Procesamiento P , U , A y B . Se realizaron dos tipos de mediciones: respuesta impulsiva para un solo punto del tubo, y la respuesta en frecuencia y modos acústicos a lo largo del tubo.

5.1. Montaje experimental.

Las mediciones se realizaron utilizando un Analizador de Señales B&K 2034. En el canal A se alimenta la señal de prueba del generador de señales del mismo analizador, y en el canal B se conectan las salidas del Módulo de Procesamiento: la presión sonora P , la velocidad de partícula acústica U , la onda viajera incidente A y la onda viajera reflejada B . Se utilizó un amplificador de potencia de alta fidelidad para alimentar la señal de prueba a un altavoz colocado en un extremo de un tubo de PVC de 3 m de longitud y 10 cm de diámetro interno. Ver Figura (5.1).

El tubo tiene 29 agujeros a lo largo y la separación entre cada uno es de 10 cm. El agujero número 1 es el más cercano al altavoz. Para obtener la respuesta impulsiva, todas las mediciones fueron realizadas con los micrófonos p_1 y p_2 colocados en los agujeros 10 y 11, el resto de los agujeros se mantuvieron cerrados por medio de tapones de hule. La señal sensada por los micrófonos se conecta al Módulo de Alimentación de Voltaje y las salidas de éste, se conectan al Módulo de Procesamiento. Las salidas del Módulo de Procesamiento

se conectan a la entrada B del analizador de espectros para realizar las mediciones. Para la medición de respuesta en frecuencia y modos acústicos se realizó una medición en cada par de agujeros a lo largo de todo el tubo, con el micrófono p_1 moviéndose del agujero 1 hasta el 28, utilizando el mismo equipo y conexión.

5.2. Medición de respuesta a impulso.

En esta sección se analiza la respuesta impulsiva en el tubo con el extremo cerrado y abierto. Todas las mediciones fueron realizadas con el micrófono p_1 y p_2 colocados en los agujeros 10 y 11 respectivamente (a 105 cm de distancia del altavoz). Las variables que se analizan son: la salida directa de uno de los micrófonos p_1 ó p_2 , la presión acústica P , la velocidad de partícula acústica U , la onda viajera incidente A y la onda viajera reflejada B . Para medir la señal de uno de los micrófonos, se colocó uno de ellos en el agujero 10 (a 100 cm de distancia del altavoz) sin pasar por el procesador analógico, es decir tomando la salida directa del Módulo de Alimentación de Voltaje (señal que entrega el micrófono). Para medir las variables P , U , A y B en un tubo, se tomaron las señales del Módulo de Procesamiento, según correspondiera. En cada caso se conectó la señal a medir a la entrada B del analizador de espectros. Ver Figura (5.1).

5.2.1. Extremo cerrado.

Respuesta a impulso de la señal del micrófono p_1 .

La variable a analizar es p_1 y el resultado experimental se muestra en la Figura (5.2). La interpretación es la siguiente: el primer impulso sentido por el micrófono p_1 (colocado en el agujero 10) es el generado por el altavoz y la dirección es la incidente o positiva, éste corresponde al primer pico de la gráfica. El impulso viaja a través del tubo hasta el extremo cerrado y se refleja en el tapón (pared rígida) sin cambio de signo. El impulso pasa de nuevo por el micrófono p_1 , ahora viajando en la dirección reflejada o negativa, representado por el segundo pico de la gráfica; se observa que la magnitud es positiva. El impulso viaja hasta el altavoz, en el cual se refleja sin cambio de signo (extremo casi rígido), viajando nuevamente en la dirección positiva al pasar por p_1 , tercer pico de la gráfica, y así sucesivamente. En la gráfica se observa que el retardo que hay entre los picos 1 y 2 es más grande que el retardo entre los picos 2 y 3. Esto se debe a que p_1 está en el primer tercio del tubo, por lo que la distancia que recorre el impulso de la posición de p_1 al extremo cerrado y a p_1 , es 2 veces más grande que de p_1 al altavoz a p_1 .

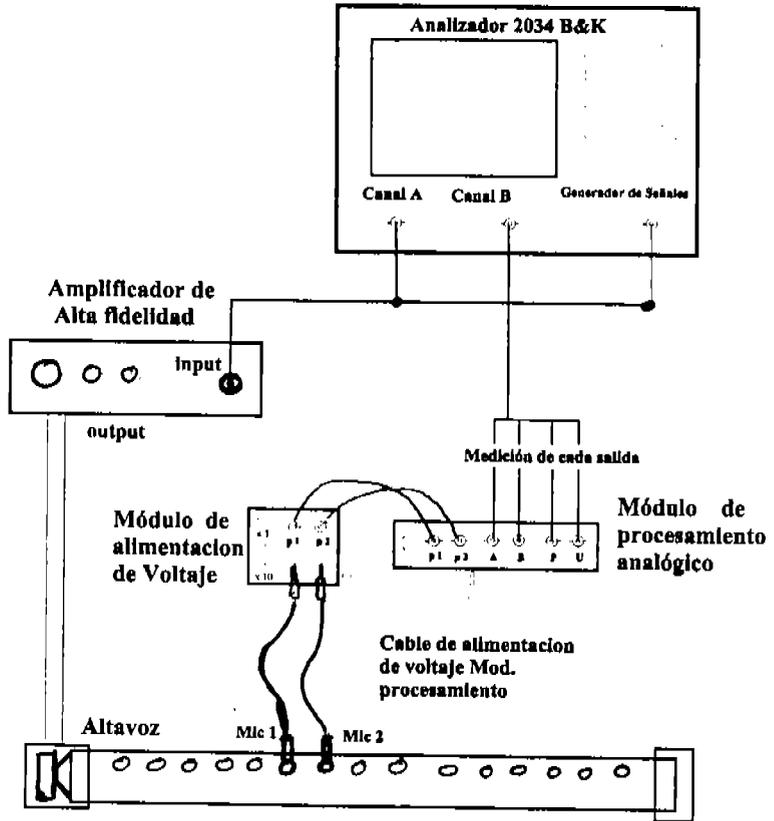


Figura 5.1: Digrama de conexión para mediciones en un tubo.

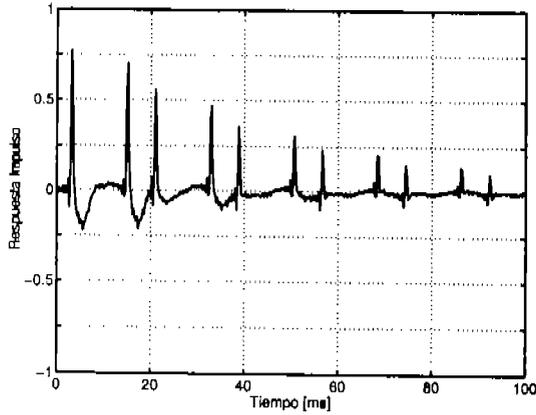


Figura 5.2: Respuesta a impulso de la señal del micrófono p_1 en tubo cerrado.

Respuesta a impulso de la presión sonora P .

La Figura (5.3) muestra la respuesta a impulso medida en la salida de P . La Ecuación (3.2) indica que esta señal corresponde a la presión promedio de p_1 y p_2 en el punto medio entre los micrófonos, es decir la presión entre el agujero 10 y 11. Comparando con la Figura (5.2) observamos que las gráficas son similares. Se debe tomar en cuenta que el resultado teórico sería una espiga (o pulso muy estrecho) repetido con ciertos retrasos. La forma de los pulsos que se observan experimentalmente se debe, principalmente, a que la medición incluye también la respuesta electroacústica del altavoz.

Respuesta a impulso de la velocidad de partícula U .

En la Figura (5.4) se muestra la respuesta a impulso en un tubo cerrado de la velocidad de partícula U . El primer pico sentido entre el punto medio de p_1 y p_2 corresponde al impulso generado por la bocina (dirección incidente o positiva), se observa que la magnitud de U es positiva (desplazamiento de partícula positivo). El segundo pico corresponde al impulso reflejado en el extremo cerrado por lo que la dirección del impulso es negativa y la magnitud de U es negativa (velocidad de partícula negativa), y así sucesivamente. Esto nos indica que, el desplazamiento de la partícula en el tubo cerrado siempre va en la misma dirección en la que viaja el impulso. Esto se debe a que en un extremo rígido, la velocidad de partícula se refleja con cambio de signo (además del cambio de signo en la dirección de propagación).

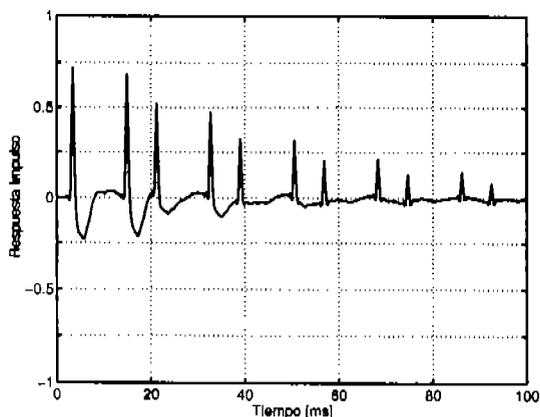


Figura 5.3: Respuesta a impulso de presión sonora P en tubo cerrado.

Respuesta a impulso de la onda incidente A .

El circuito A del procesador analógico está diseñado para registrar los pulsos en dirección positiva (o las ondas incidentes), se puede observar que los pulsos sensados por el circuito A coinciden con los impulsos de dirección incidente de la gráfica de p_1 Figura(5.2). En la Figura (5.5) podemos observar como los picos 1, 3, 5, ... corresponden a los impulsos con dirección positiva. Los picos 2, 4, 6, ... que corresponden a los impulsos con dirección negativa o reflejada no desaparecen por completo, pero de manera importante se atenúan. Este resultado es satisfactorio, tomando en cuenta que el desarrollo del equipo parte de una aproximación.

Respuesta a impulso de la onda reflejada B .

La salida B del procesador analógico está diseñada para detectar los pulsos en dirección negativa (las ondas reflejadas). La respuesta a impulso obtenida se muestra en la Figura (5.6). Los impulsos de dirección negativa o reflejada coinciden con los impulsos de dirección reflejada de la gráfica de respuesta de p_1 , que son los picos 2, 4, 6, ... de la Figura (5.2); y los de dirección positiva se atenúan de manera importante. Si sumamos A y B el resultado debe de ser P ya que A y B son las componentes de P .

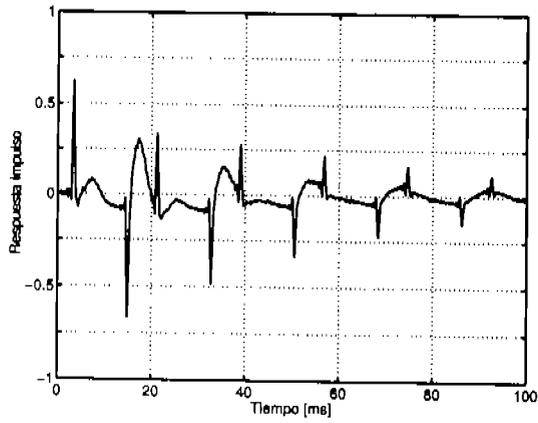


Figura 5.4: Respuesta a impulso de la velocidad de partícula acústica U en tubo cerrado.

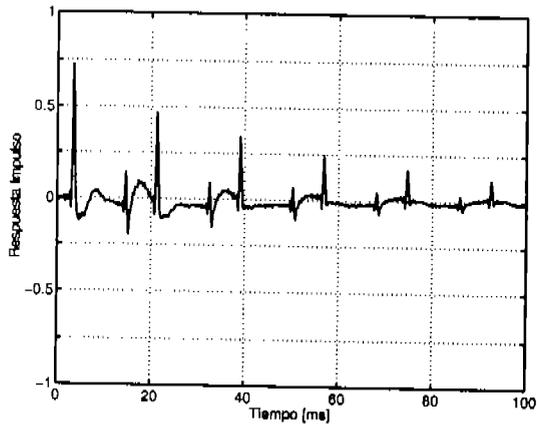


Figura 5.5: Respuesta a impulso de onda acústica incidente A en tubo cerrado.

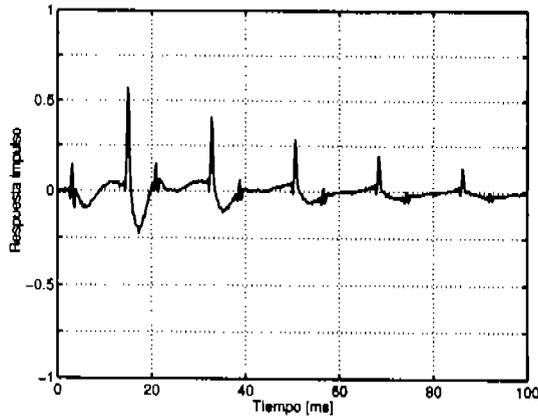


Figura 5.6: Respuesta a impulso de onda reflejada B en tubo cerrado.

5.2.2. Extremo abierto.

En esta sección se describen mediciones similares a las anteriores; es decir, usando el mismo equipo y considerando las mismas variables acústicas, pero esta vez en el caso de un tubo con un extremo abierto (extremo derecho). Como en el caso anterior, la fuente de sonido es un altavoz colocado en el extremo opuesto del tubo (extremo izquierdo).

Respuesta a impulso de la señal del micrófono p_1 .

La Figura (5.7) muestra la respuesta a impulso de la señal captada por el micrófono p_1 , insertado en el agujero 10 del tubo. El primer impulso sentido por el micrófono p_1 , representado por el primer pico de la gráfica, es el impulso generado por el altavoz y la dirección de propagación es la incidente o positiva. El impulso viaja hasta el extremo abierto donde se libera la presión sonora (positiva), dando como consecuencia un impulso en la dirección reflejada y con amplitud negativa (depresión) al pasar por el sensor p_1 , representado por el segundo pico de la gráfica. El impulso viaja hasta el altavoz donde se refleja y regresa de nuevo hasta p_1 donde es sentido como el tercer pico de la gráfica, viajando en dirección positiva y con magnitud negativa; ya que el altavoz sirve de pared reflejante prácticamente rígida y preserva la fase de la presión sonora. Esto se repite sucesivamente y la magnitud del impulso se atenúa con cada reflexión. La consideración de los retardos que analizamos en el caso cerrado se aplicó también en este caso.

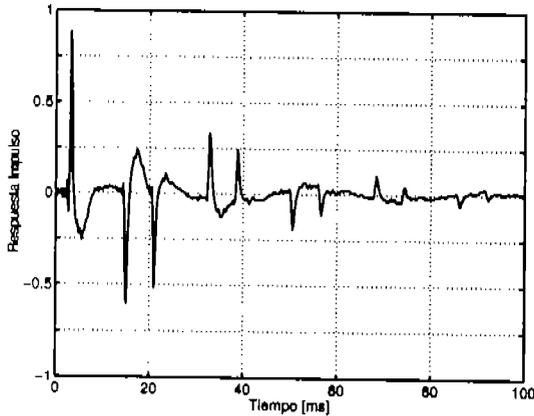


Figura 5.7: Respuesta a impulso de la señal del micrófono p_1 en tubo abierto.

Respuesta a impulso de P .

En la Figura (5.8) se muestra la respuesta a impulso medida a la salida del circuito que calcula la presión sonora P , similar al caso de extremo cerrado, esta señal corresponde a la presión promedio de p_1 y p_2 en el punto medio entre los dos micrófonos; es decir, la presión sonora en el punto medio entre los agujeros 10 y 11. Comparando con la Figura (5.7) se observa similitud en ambas gráficas. P muestra menos ruido que p_1 , debido a la promediación de las dos señales p_1 y p_2 .

Respuesta a impulso de U .

La Figura (5.9), muestra la respuesta a impulso en un tubo con extremo abierto de la señal que entrega el procesador analógico para el caso de velocidad de partícula U . El primer pico de la gráfica corresponde al impulso generado por la bocina y sentido por p_1 y p_2 . El segundo pico de la gráfica corresponde al impulso reflejado en el extremo abierto y sentido nuevamente por p_1 y p_2 , con dirección negativa y con una velocidad de partícula positiva, a diferencia del tubo cerrado donde la velocidad es negativa. El tercer pico de la gráfica corresponde al impulso reflejado por la bocina (pared rígida) con dirección incidente o positiva y velocidad de partícula negativa. El cuarto pico, que corresponde al impulso reflejado nuevamente por el extremo abierto del tubo, tiene una velocidad de partícula negativa. Cuando el impulso se refleja en un extremo abierto conserva la fase de la velocidad de partícula,

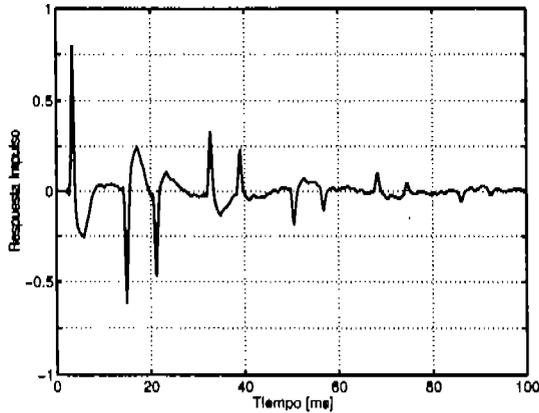


Figura 5.8: Respuesta a impulso de la presión sonora P en tubo abierto.

opuesto a lo que ocurre cuando se refleja en un extremo rígido, en éste caso el altavoz, en donde la velocidad de partícula se refleja con fase opuesta.

Respuesta a impulso de A .

La salida A del procesador analógico registra los impulsos en dirección positiva (las ondas incidentes), la Figura (5.10) muestra la respuesta a impulso de A medida en el tubo con extremo abierto. Comparando con la señal de p_1 para tubo abierto, Figura (5.7), se puede observar como los picos 1, 3, 5,..., que corresponden a los impulsos que viajan en la dirección positiva o incidentes, son detectados adecuadamente por el procesador analógico, únicamente variando en una proporción muy pequeña su magnitud. Los picos 2, 4, 6,..., que corresponden a los impulsos que viajan en la dirección negativa o reflejada, sólo dejaron un pequeño indicio de su presencia en la señal A .

Respuesta a impulso de B .

La salida B del procesador analógico está diseñada para detectar los impulsos que viajan en la dirección negativa (las ondas reflejadas), la Figura (5.11) muestra la respuesta a impulso de B medida en el tubo con extremo abierto. Comparando con la respuesta impulso en tubo abierto de p_1 , Figura (5.7), se observa que los impulsos que viajan en la dirección negativa

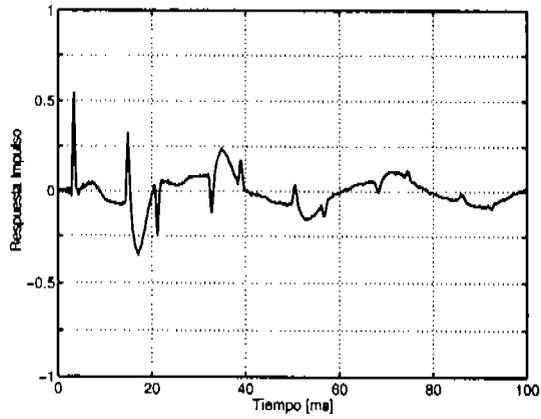


Figura 5.9: Respuesta a impulso de la velocidad de partícula acústica U en tubo abierto.

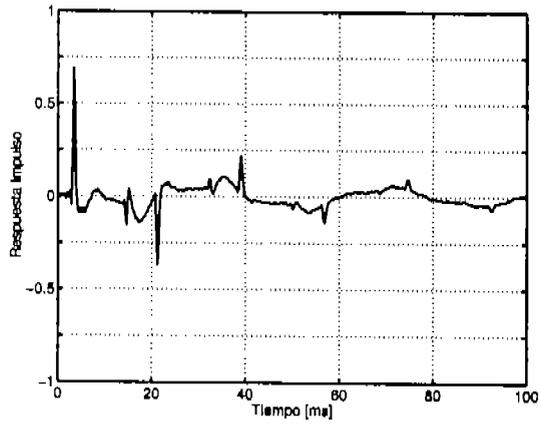


Figura 5.10: Respuesta a impulso de la onda de presión incidente A en tubo abierto.

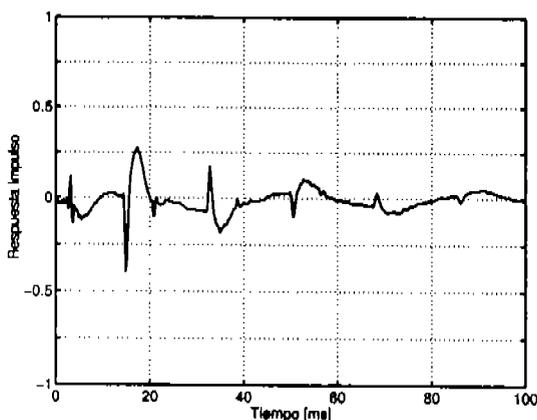


Figura 5.11: Respuesta a impulso de onda de presión reflejada B en tubo abierto.

o reflejada, que son los picos 2, 4, 6, ..., se detectan adecuadamente, variando muy poco su magnitud, y los que viajan en la dirección positiva se atenúan considerablemente. Sumando A y B el resultado debe de ser igual a P . Comparando con la Figura (5.8) se puede comprobar esta relación en forma cualitativa.

5.3. Medición de respuesta en frecuencia y modos acústicos.

En esta sección se muestra la respuesta en frecuencia de la presión sonora en distintas posiciones a lo largo del tubo, y la magnitud de las distintas variables acústicas en función de la distancia a lo largo del tubo en las frecuencias de resonancia (modos acústicos). Se midió la respuesta en frecuencia (magnitud vs. frecuencia) de las variables P , U , A y B insertando los micrófonos p_1 y p_2 en cada par de agujeros a lo largo del tubo, iniciando por el par de agujeros 1-2, y recorriéndolos secuencialmente hasta llegar al otro extremo del tubo (agujeros 28-29). El rango de frecuencias de las mediciones es de 20 a 800 Hz, estas se realizaron tanto en condiciones de extremo cerrado, como abierto. La conexión del equipo es la misma que en la medición de respuesta a impulso descrita anteriormente. Veremos la respuesta en frecuencia de las variables P , U , A y B a lo largo del tubo, así como sus modos acústicos. Otros métodos para medir P y U se pueden consultar en Ref. [6, 15].

n	f [Hz]
1	57.2
2	114.3
3	171.5
4	228.7
5	285.8
6	343.0
7	400.2
8	457.3
9	514.5
10	571.7
11	628.8
12	686.0
13	743.2
14	800.3

Cuadro 5.1: Frecuencias naturales de los primeros 14 modos acústicos de un tubo con extremos cerrados calculados teóricamente.

5.3.1. Extremo cerrado.

La Ecuación (2.33) permite calcular las frecuencias de resonancia en un tubo con dos extremos cerrados. La Tabla 5.1 muestra las frecuencias de resonancia para los primeros 14 modos acústicos, en donde consideramos que la longitud del tubo es $L = 3$ m, la velocidad del sonido es $c = 343$ m/s a 20° C y a una atmósfera de presión.

Modos de presión sonora P en tubo cerrado.

La Figura(5.12) muestra la respuesta en frecuencia de la presión sonora en las 28 posiciones medidas a lo largo del tubo en condiciones de extremo cerrado. Las frecuencias de resonancia de los 14 modos acústicos que se muestran en la figura corresponden en buena medida con las frecuencias calculadas teóricamente. Los modos 1-10 serán utilizados más adelante para el análisis de las variables P , U , A y B .

La Figura(5.13) muestra la magnitud de P en función de la posición a lo largo del tubo para los primeros cinco modos acústicos. Las líneas continuas corresponden a los resultados experimentales y las líneas cortadas corresponden al valor teórico. En los primeros modos se observan pequeñas discrepancias, por ejemplo, en la posición de los valores mínimos medi-

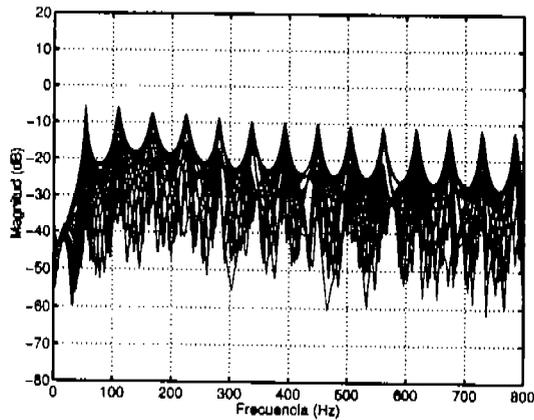


Figura 5.12: Respuesta en frecuencia de la presión sonora P en tubo cerrado.

dos con respecto a los mínimos teóricos. Por ejemplo, en el modo 1 el mínimo experimental está ligeramente desplazado a la izquierda. Debido a que, a estas frecuencias el altavoz no es tan rígido como en el extremo cerrado, y los cálculos teóricos se hicieron considerando ambos extremos idealmente rígidos. También se puede observar que para modos de orden mayor el altavoz se asemeja más a un extremo rígido ideal.

La Figura (5.14) muestra la magnitud de P a lo largo del tubo para los modos del 6 al 10. Los modos experimentales 6, 7 y 8 tienen una aproximación adecuada a los modos teóricos, mientras que los modos 9 y 10 presentan algunas discrepancias. Otra observación es que los valores experimentales no llegan al final del tubo, ya que la última muestra corresponde al punto medio entre los agujeros 28 y 29; es decir, a una distancia de 2.85 m, por lo que sólo los primeros 6 modos experimentales indican la tendencia hacia una magnitud máxima al extremo del tubo, que corresponde con el modelo teórico.

Modos de velocidad de partícula U en tubo cerrado.

La Figura (5.15) muestra la velocidad de partícula U a lo largo del tubo para los 5 primeros modos, que corresponden a las frecuencias de resonancia más bajas. En los modos 1, 2 y 3 se observa una gran diferencia con respecto al valor teórico, esto es debido a que,

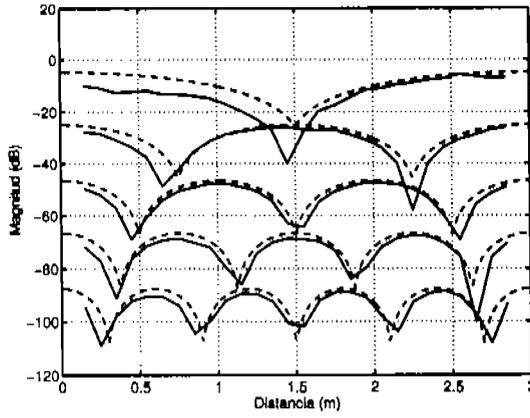


Figura 5.13: Presión sonora P en tubo cerrado, modos 1-5.

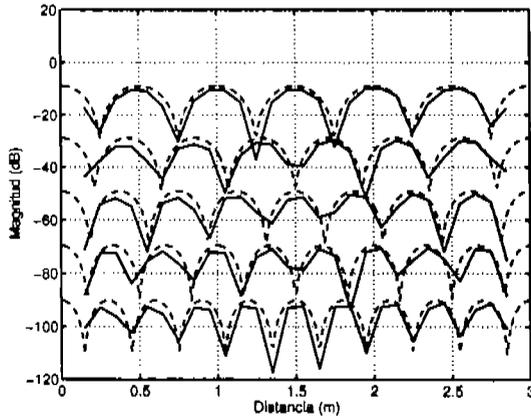


Figura 5.14: Presión sonora P en tubo cerrado, modos 6-10.

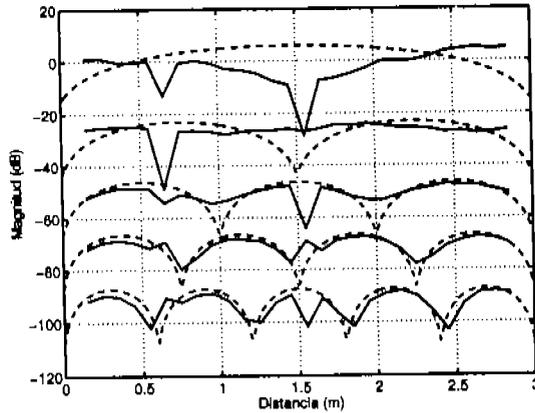


Figura 5.15: Velocidad de partícula U en tubo cerrado, modos 1-5.

a bajas frecuencias la diferencia de fases entre los micrófonos p_1 y p_2 es de hasta 12° ; esta diferencia afecta de manera importante el desempeño del Módulo de Procesamiento. De forma similar a lo que ocurre con P , la correspondencia es mejor para los modos superiores, ver Figura (5.16), y contrariamente a P , se puede observar que en los extremos del tubo la variable U alcanza un mínimo.

Modos de onda incidente A en tubo cerrado.

Las Figuras (5.17) y (5.18) muestran la magnitud de la onda acústica incidente A para los modos 1-5 y 6-10, respectivamente. En condiciones ideales, el valor teórico de A y B corresponde a una magnitud constante a lo largo del tubo. Para los modos de orden bajo se presentan ciertas discrepancias, especialmente en la zona media del tubo, de forma similar a los resultados para U . Revisando el módulo de proceso de A , éste cuenta con un inversor y dos restadores, su desempeño depende en forma crítica de la diferencia de fases entre los micrófonos. Para los modos de orden superior se observa una mejor aproximación al valor teórico, con un rizo cada vez más pequeño.

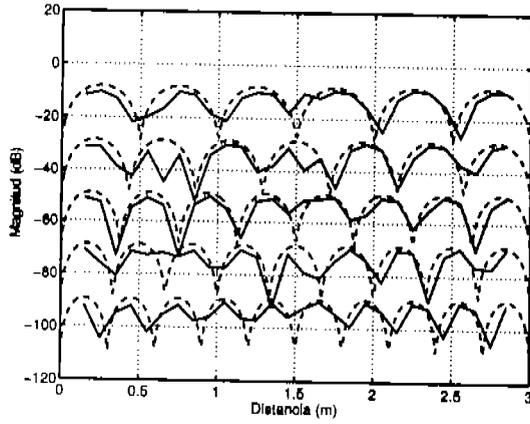


Figura 5.16: Velocidad de partícula U en tubo cerrado, modos 6–10.

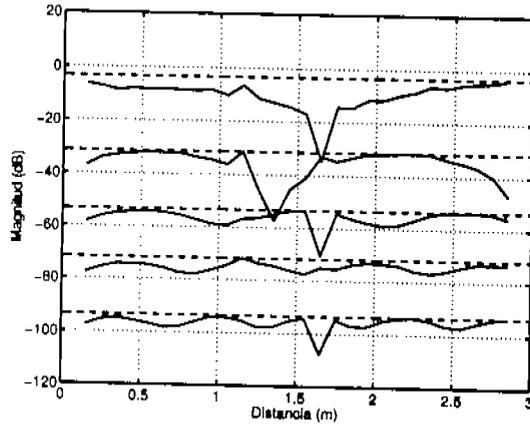


Figura 5.17: Onda incidente A en tubo cerrado, modos 1–5.

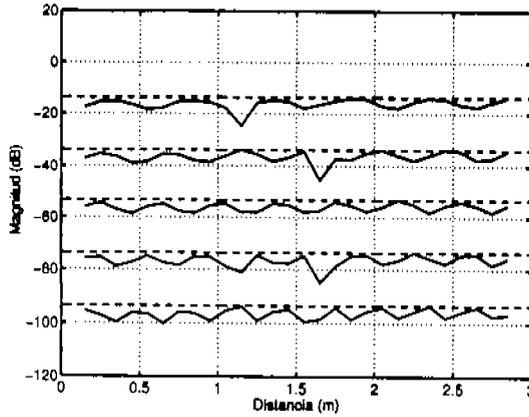


Figura 5.18: Onda incidente *A* en tubo cerrado, modos 6–10.

Modos de onda reflejada *B* en tubo cerrado.

Las Figuras (5.19) y (5.20) muestran la magnitud de la onda reflejada *B* a lo largo del tubo para los modos del 1 al 5 y del 6 al 10, respectivamente. A frecuencias bajas se presentan nuevamente algunas discrepancias, pero a diferencia de la onda incidente *A*, se obtiene una mejor aproximación para la onda reflejada *B*. Para el modo 6 se obtiene una muy buena aproximación, lo mismo que, en general, para los modos superiores la respuesta es mucho mejor que para los de orden más bajo.

5.3.2. Extremo abierto.

A continuación, se presenta un análisis de la medición de la respuesta en frecuencia y los modos acústicos, para el caso del tubo con un extremo abierto y un altavoz en el otro extremo. La Ecuación (2.41) permite calcular las frecuencias de resonancia para los primeros 14 modos acústicos de un tubo con un extremo cerrado (altavoz) y el otro abierto. Las frecuencias calculadas de esta manera se muestran en la Tabla (5.2).

La Figura (5.21) muestra la respuesta en frecuencia de la presión sonora medida en diferentes posiciones a lo largo del tubo. Se puede observar que las frecuencias de resonancia calculadas teóricamente se aproximan de manera adecuada a las que se obtienen experimen-

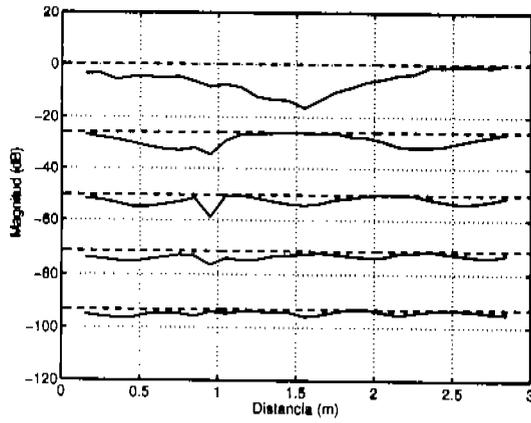


Figura 5.19: Onda reflejada B en tubo cerrado, modos 1-5.

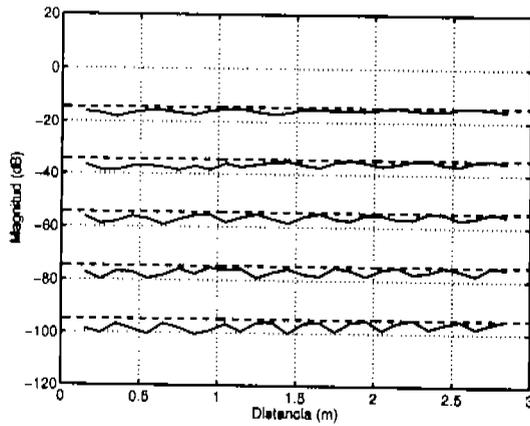


Figura 5.20: Onda reflejada B en tubo cerrado, modos 6-10.

n	f [Hz]
1	28.3
2	84.9
3	141.5
4	198.1
5	254.7
6	311.3
7	367.9
8	424.5
9	481.1
10	537.7
11	594.3
12	650.9
13	707.5
14	764.1

Cuadro 5.2: Frecuencias de resonancia de los primeros 14 modos de un tubo con un extremo abierto calculados teóricamente.

talmente. Los modos 1-10 serán utilizados en el análisis de las variables P , U , A y B .

Modos de presión sonora P en tubo abierto.

Las Figuras (5.22) y (5.23) muestran la magnitud de la presión sonora P a lo largo del tubo para los modos del 1 al 5 y del 6 al 10, respectivamente. En el extremo izquierdo del tubo (posición del altavoz) se observa que la magnitud de P es máxima, mientras que en el extremo abierto es mínima. Se observa una muy buena correspondencia con los modos calculados teóricamente, especialmente en los modos 2, 3, 4 y 5.

Modos de velocidad de partícula U en tubo abierto.

Las Figuras (5.24) y (5.23) muestran la magnitud de la velocidad de partícula U a lo largo del tubo para los modos 1-5 y 6-10, respectivamente. Los primeros modos, que corresponden a bajas frecuencias muestran nuevamente ciertas discrepancias entre los valores experimentales y los calculados. Como observamos anteriormente, la diferencia de fases entre los micrófonos p_1 y p_2 es crítica, de tal forma que el resultado experimental se aleja del teórico. Por otra parte, para los modos de orden superior se obtiene una mejor aproximación. Debido

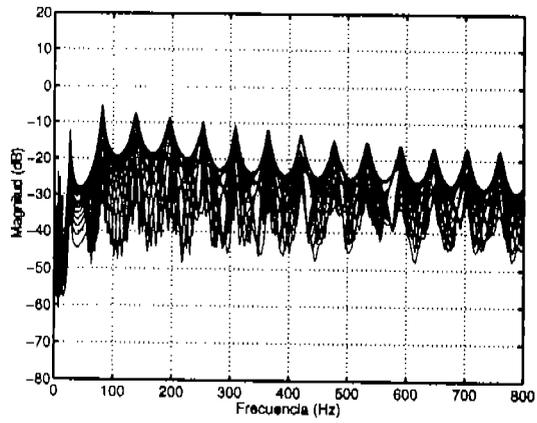


Figura 5.21: Respuesta en frecuencia de presión sonora P en tubo abierto.

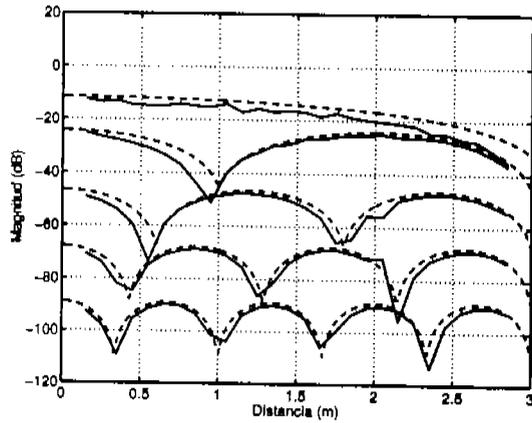


Figura 5.22: Presión sonora P en tubo abierto, modos 1-5.

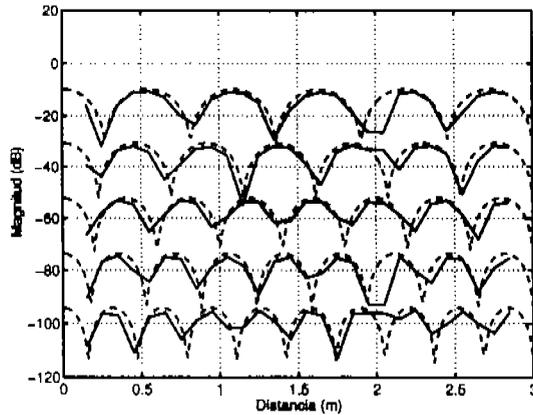


Figura 5.23: Presión sonora P en tubo abierto, modos 6-10.

a la falta de datos experimentales medidos en los extremos del tubo, sólo algunos modos, como el 4, 5 y 6, dan indicios de cómo la velocidad de partícula U es máxima en el extremo abierto y mínima en el extremo cerrado ($x = 0$), mismas que son las condiciones esperadas teóricamente.

Modos de onda incidente A en tubo abierto.

Las Figuras (5.26) y (5.27) muestran la magnitud de la onda incidente A para los modos 1-5 y 6-10, respectivamente. Nuevamente, observamos que para los modos de orden superior hay una mejor correspondencia entre los resultados experimentales y los teóricos (magnitud constante). En algunos casos se presentan algunos picos abruptos, esto puede ser debido a que en esos puntos del tubo, las diferencias entre p_1 y p_2 son muy pequeñas, lo cual introduce errores de cálculo en los circuitos.

Modos de onda reflejada B en tubo abierto.

Las Figuras (5.28) y (5.29) muestran la magnitud de la onda reflejada B para los modos 1-5 y 6-10, respectivamente. Similar al caso del tubo con extremo cerrado, los datos experimentales de B son mejores que los de A . Como observamos anteriormente, en los primeros

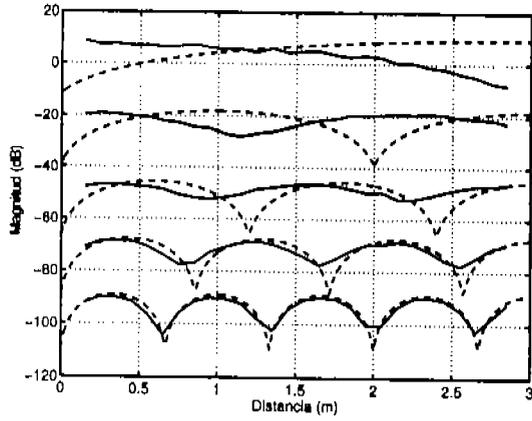


Figura 5.24: Velocidad de partícula U en tubo abierto, modos 1-5.

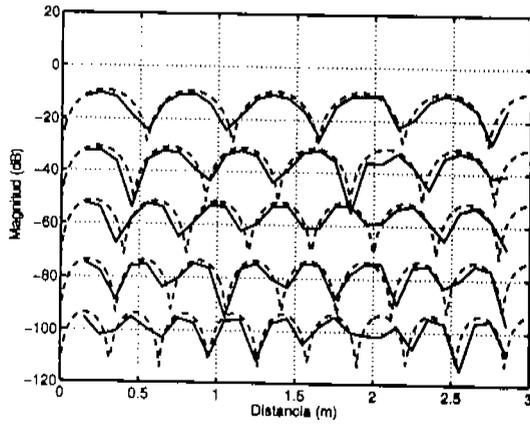


Figura 5.25: Velocidad de partícula U en tubo abierto, modos 6-10.

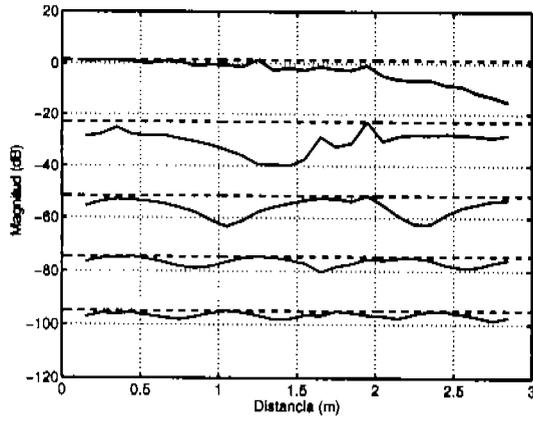


Figura 5.26: Onda incidente A en tubo abierto, modos 1-5.

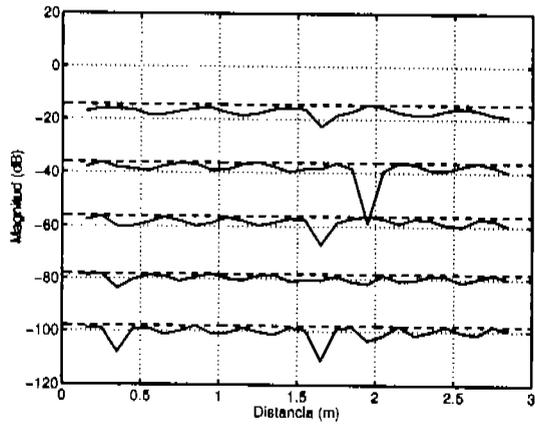


Figura 5.27: Onda incidente A en tubo abierto, modos 6-10.

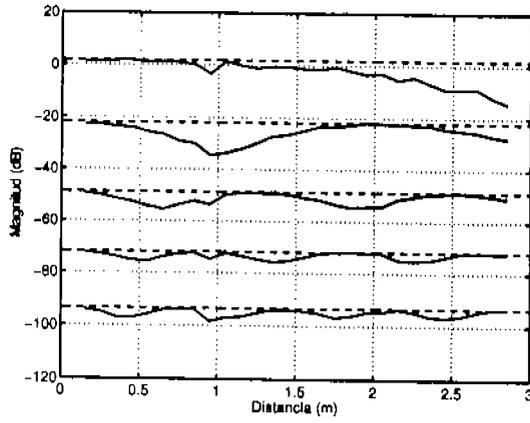


Figura 5.28: Onda reflejada B en tubo abierto, modos 1-5.

modos se presentan algunas discrepancias entre los resultados experimentales y los teóricos, mientras que a partir del modo 3 la correspondencia tiende a mejorar.

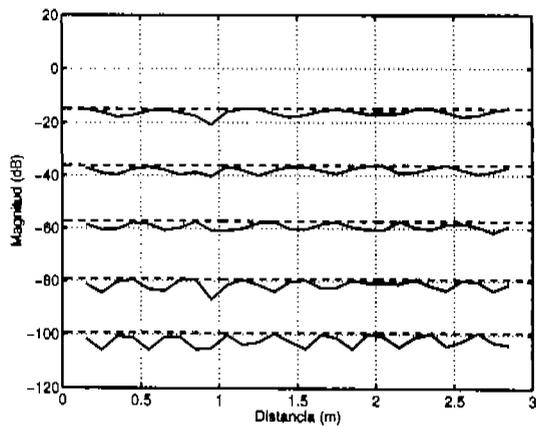


Figura 5.29: Onda reflejada B en tubo abierto, modos 6–10.

Capítulo 6

Conclusiones

6.1. Contribuciones de la tesis.

Una de las principales contribuciones de este trabajo es la implementación electrónica de un equipo que mide las variables acústicas P , U , A y B dentro de un ducto, basado en el método de dos micrófonos (Ref. [1]). El desarrollo incluye dos módulos: (1) El Módulo de Alimentación y (2) El Módulo de Procesamiento.

El Módulo de Procesamiento proporciona señales de voltaje que son análogas a las variables P , U , A y B . El funcionamiento de este módulo se evaluó comparando la respuesta entrada-salida de cada una de las variables con respecto a la respuesta especificada en el modelo matemático. Se puede observar en las Figuras (4.10-4.17) que el funcionamiento del equipo es satisfactorio, ya que se obtiene una buena concordancia entre la respuesta medida y la especificada teóricamente.

La evaluación experimental del equipo en su conjunto, —formado por los micrófonos, el Módulo de Alimentación y el Módulo de Procesamiento—, se realizó en un ducto de ondas planas, en condiciones de extremo abierto y cerrado. La evaluación consistió en medir la respuesta a impulso, la respuesta en frecuencia y los modos acústicos.

Las respuestas a impulso entre la señal suministrada a la fuente sonora y las variables P , U , A y B coinciden aproximadamente con la respuesta a impulso teórica en tubos con extremo cerrado y abierto con características ideales (paredes rígidas). Cabe mencionar que el altavoz no se comporta como una pared rígida, ya que tiene su propia respuesta de movilidad mecánica, aún cuando sea pequeña comparada con la de las ondas de sonido en el aire. Otros factores a considerar son la respuesta del amplificador de potencia que alimenta a la fuente de sonido, la de los dos módulos de procesamiento analógico y, de manera muy especial, la de

los dos micrófonos, debido a las diferencias de amplitud y fase a bajas frecuencias entre ellos. Las respuestas a impulso que se muestran en el Capítulo 5 presentan pequeñas discrepancias (respecto a las respuestas ideales) que podrían deberse a la contribución de algunos de estos factores.

Para el caso de los modos acústicos y la respuesta en frecuencia de las variables P , U , A y B que se presentan en el Capítulo 5, se observa que la diferencia entre la respuesta teórica y la experimental son mayores en bajas frecuencias que en altas. Estas discrepancias se deben a los mismos factores mencionados anteriormente. En particular, considerando la Figura (4.18), que muestra la respuesta en frecuencia de p_2 comparado con p_1 , encontramos una mayor diferencia en la respuesta de los micrófonos p_1 y p_2 a bajas frecuencias ya que aproximadamente a 30 Hz tenemos una diferencia de fases de hasta 20° . Parte de las deficiencias observadas a bajas frecuencias se debe a las diferencia entre la fase y la magnitud de los dos micrófonos.

Por otra parte, existe una tesis en la que se desarrolló un trabajo similar a este, pero en la que se utilizaron métodos de procesamiento digital de señales[16, 17]. En dicho trabajo se compensan las diferencia de fase y magnitud de los dos micrófonos, obteniendo mejores resultados en bajas frecuencias. Asimismo Orduña[18] presentó en el 2001 un análisis comparativo entre el método digital y el método analógico[19], evaluando las ventajas y desventajas de cada uno de ellos.

6.2. Sugerencias para trabajos futuros.

A partir de la experiencia obtenida durante el desarrollo de este trabajo, se sugiere realizar el diseño e implementación de un circuito de compensación de fase y magnitud para dos micrófonos, tomando como referencia uno de ellos, para reducir la diferencia en su respuesta. Sería muy conveniente explorar esta posibilidad utilizando métodos analógicos, debido a que la implementación digital es costosa.

Otro aspecto importante para ampliar los alcances de este trabajo es la elaboración de un manual del equipo, donde se proporcione de forma sintetizada: el uso, especificaciones, operación, alcances, mantenimiento y cuidados del equipo.

Existen circuitos de compensación de *offset* más elaborados que los utilizados aquí. En un futuro, sería conveniente implementar algunos de ellos para obtener un desempeño mas estable en el funcionamiento de los circuitos operacionales, en particular del circuito para

calcular la velocidad de partícula U .

Para ampliar la capacidad de medición del equipo, partiendo de las variables P y U , se propone desarrollar un circuito que multiplique electrónicamente estas variables, y de este modo se pueda calcular la intensidad acústica instantánea en forma directa. También se propone desarrollar un circuito que divida las variables B y A , de esta manera calcular el coeficiente de reflexión R .

Bibliografía

- [1] F.J Fahy. *Sound Intensity*. Elsevier Applied Science, 665 Avenue of the Americas, New York, NY 10010, USA, 1989.
- [2] L. E. Kinsler A. R. Frey A. B. Coppens J. V. Sanders. *Fundamentos de Acústica*. Editorial Limusa, Primera Edición, México, 1998.
- [3] Donald E. Hall. *Basic Acoustics*. John Wiley & Sons, Inc., United States, 1987.
- [4] T. D. Rossing. Experiments with an impedance tube in the acoustics laboratory. *Journal American Association of Physics Teachers*, 50(12):1137-1141, 1982.
- [5] A. F. Seybert. Two-sensor methods for the measurement of sound intensity and acoustic properties in ducts. *Journal of the Acoustical Society of America*, 83(6):2233-2239, 1988.
- [6] Ch. E. Spiekermann. Decomposing one-dimensional acoustic pressure response into propagating and standing waves. *Journal of the Acoustical Society of America*, 84(4):1536-1541, 1988.
- [7] F. Orduña B. Measurement of acoustic quantities using a pair of microphones. Technical report, Centro de Instrumentos UNAM, 1996.
- [8] L. M. Faulkenberry. *Introducción a los Amplificadores Operacionales con Aplicaciones a CI Lineales*. Editorial Limusa, México, 1994.
- [9] Tny F. W. Emb George S. K. Wong. *AIP Handbook of Condenseder Microphones Theory, Calibration and Measurements*. Edit Board, New York American Institute of Phisics, 1995.
- [10] Robert Boylestad. *Electrónica Teórica de Circuitos*. Editorial Limusa, Quinta Edición, México, 1994.
- [11] National Semiconductor. Amplificador Operacional LM-308. <http://www.national.com/ds/LM/LM108.pdf>.

- [12] National Semiconductor. Regulador de Voltaje Negativo LM-78L09. <http://cache.national.com/ds/LM/LM320L.pdf>.
- [13] National Semiconductor. Regulador de Voltaje Positivo LM-78L09. <http://cache.national.com/ds/LM/LM78L05.pdf>.
- [14] Dennis G. Zill. *Ecuaciones Diferenciales con Aplicaciones*. Grupo Editorial Iberoamericano, Segunda Edición, México D.F., 1988.
- [15] Ch. E. Spiekermann. Stripping one-dimensional acoustic pressure response into propagating-and standing-wave components. *J. Acoust. Soc. Am.*, 84(4):1542-1548, 1988.
- [16] Marco A. Escobar Reyna. *Realización Electrónica Digital de un Multímetro Acústico*. Facultad de Ingeniería, UNAM, México, D.F., 2004.
- [17] M. A. Escobar and F. Orduña B. Realización electrónica digital de un multímetro acústico. In *Memorias del XVI Congreso de la Sociedad Mexicana de Instrumentación SOMI*, Querétaro, México, del 15 al 19 de octubre 2001.
- [18] F. Orduña B., M. A. Escobar, and J. I. Cervantes. El multímetro acústico: Un sensor de ondas de sonido en ductos. In *Memorias del XVI Congreso de la Sociedad Mexicana de Instrumentación SOMI*, Querétaro, México, del 15 al 19 de octubre 2001.
- [19] J. I. Cervantes and F. Orduña B. Realización electrónica analógica de un multímetro acústico. In *Memorias del XVI Congreso de la Sociedad Mexicana de Instrumentación SOMI*, Querétaro, México, del 15 al 19 de octubre 2001.