



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

POSGRADO EN CIENCIA E INGENIERÍA DE LA
COMPUTACIÓN

EVALUACIÓN DE UN SISTEMA DE REGISTRO Y
ANÁLISIS DE SEÑALES DE REFLEXIÓN

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:

MAESTRO EN CIENCIAS DE LA COMPUTACIÓN

P R E S E N T A :

LIC. EN CS. RODOLFO EMILIO ESCOBAR URIBE

TUTOR

DR. ERIK MOLINO MINERO RE
INSTITUTO DE INVESTIGACIONES EN MATEMÁTICAS
APLICADAS Y EN SISTEMAS
CIUDAD UNIVERSITARIA, CDMX, JULIO 2022



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

Agradecimientos

A mis profesores y compañeros del IIMAS Unidad Mérida que me dieron en todo momento su guía y consejo.

A mi director de tesis el Dr. Erik Molino Minero Re por su apoyo durante el desarrollo de la tesis.

Esta investigación fue realizada gracias al Programa UNAM-PAPIIT IA103420 y CG101222.

Resumen

En el presente trabajo se diseñó y construyó un dispositivo electrónico portátil para la grabación de señales acústicas subacuáticas en una memoria SD. Este dispositivo está basado en un microcontrolador PIC24 y en una etapa de amplificación y acondicionamiento analógico de señal para un hidrófono de cristal piezoeléctrico el cual fue también construido. Se adoptó una metodología de evaluación del dispositivo de análisis para las señales adquiridas que consiste en 1) simular los rebotes de una señal impulsiva de prueba dentro de un recinto rectangular sumergido en agua utilizando una biblioteca de software existente. 2) Probar el dispositivo construido en un recinto físico sumergido con las mismas dimensiones del recinto simulado utilizando una fuente impulsiva de sonido. 3) Obtener un conjunto de descriptores de tiempo-frecuencia para la caracterización de las señales obtenidas en 1) y 2). Finalmente se utilizó el dispositivo para grabar señales ecos acústicos de una fuente de prueba en un cenote para mostrar su funcionalidad. Las señales obtenidas en entornos reales resultaron ser similares en estructura a las señales obtenidas en simulación con discrepancias posiblemente asociadas a irregularidades en las fuentes de sonido de prueba y en el patrón de recepción del hidrófono. Estos resultados validan al dispositivo en cuestión como una herramienta para la caracterización acústica de cavidades sumergidas que puede ser mejorada en trabajos futuros.

Índice general

Agradecimientos	III
Resumen	V
1. Introducción	1
1.1. Motivación	1
1.2. Planteamiento del problema	1
1.3. Trabajo previo	2
1.4. Objetivo general	3
1.5. Objetivos específicos	4
1.6. Organización de la tesis	4
2. Marco Teórico	5
2.1. Teoría Acústica	5
2.1.1. Introducción	5
2.1.2. Definiciones importantes	5
2.1.3. Propagación	7
2.2. Análisis de Fourier	11
2.2.1. Espacios vectoriales	11
2.2.2. Serie de Fourier	14
2.2.3. Serie exponencial de Fourier	16
2.2.4. Espectro de potencia	16
2.2.5. Transformada de Fourier	17

2.3.	Simulaciones de acústica de habitación	18
2.3.1.	Introducción	18
2.3.2.	Módulo <i>Pyroomacoustics</i>	18
2.3.3.	Método de simulación acústica basado en imágenes	22
2.4.	Cristales piezoeléctricos	24
2.4.1.	Introducción	24
2.4.2.	Modelo físico	25
2.4.3.	Acondicionamiento de señal para sensores piezoeléctricos	25
3.	Metodología y experimentos	29
3.1.	Requerimientos	29
3.2.	Sistema de adquisición de datos	30
3.2.1.	Placa de circuito impreso	32
3.2.2.	Firmware de adquisición de datos	32
3.2.3.	Construcción de un hidrofóno de bajo costo	35
3.2.4.	Caracterización del cristal piezoeléctrico	37
3.3.	Simulaciones de propagación acústica en un espacio cerrado	41
3.3.1.	Construcción de habitación	42
3.3.2.	Construcción de forma de onda	44
3.3.3.	Ejecución de simulación y obtención de RIR	45
3.3.4.	Convolución entre RIR y respuesta en frecuencia del cristal piezoeléctrico	46
3.3.5.	Estimación de la respuesta de habitación al impulso	47
3.3.6.	Espectrograma y características tiempo-frecuencia	47
3.3.7.	Toma de datos en alberca	52
3.4.	Toma de datos en un cenote	57
3.4.1.	Primera toma de audios	60
3.4.2.	Segunda toma de audios	63
3.4.3.	Tercera toma de audios	64

4. Resultados y discusión	69
4.1. Resultados para el objetivo general	69
4.2. Resultados para los objetivos particulares	70
4.2.1. Objetivo 1: Construir un dispositivo de adquisición de señales acústicas subacuáticas	70
4.2.2. Objetivo 2: Realizar simulaciones acústicas en espacios confina- dos utilizando herramientas existentes	70
4.2.3. Objetivo 3: Probar el dispositivo de adquisición construido en un ambiente de geometría conocida y de fácil acceso	71
4.2.4. Objetivo 4: Comparar los datos obtenidos para el objetivo an- terior con las simulaciones realizadas.	71
4.2.5. Objetivo 5: Probar el dispositivo de adquisición en un cenote.	72
5. Conclusiones	73
Apéndice A. Electrónica de acondicionamiento de señal	75
A.1. Etapa I: amplificador de corriente	75
A.1.1. Análisis del circuito	75
A.2. Etapa II: convertidor corriente-voltaje	77
A.2.1. Análisis del circuito	77
A.3. Etapa III: amplificador inversor de ganancia ajustable	78
A.4. Etapa IV: filtro anti-aliasing y buffer para acoplamiento al ADC . . .	79
A.4.1. Análisis del circuito	79
A.5. Referencia virtual y circuito de mitigación de ruido de fuente de poder	81
A.6. Modelos de amplificadores operacionales utilizados	81
A.7. Caracterización final	82
Bibliografía	82

Índice de figuras

1.1. Características físicas comunes en terrenos kársticos. Taylor, Charles J., and Earl A. Greene. "Hydrogeologic characterization and methods used in the investigation of karst hydrology." <i>US Geological Survey</i> (2008).	2
1.2. Diagrama de bloques de un proceso de caracterización por respuesta de habitación al impulso (<i>Room Impulse Response</i> , RIR).	3
2.1. Propagación esférica de una fuente de sonido isotrópica.	9
2.2. Caso de muro único a lo largo del eje y.	23
2.3. Modelo de imagen de dos muros.	23
2.4. Modelo de imágenes de 4 muros. El número de imágenes se extiende infinitamente sobre todo el plano para un orden ilimitado de rebotes.	24
2.5. Modelo piezoeléctrico de Meinsser para un cristal de cuarzo.	25
2.6. Circuito equivalente de un cristal piezoeléctrico.	26
2.7. Esquema general de amplificación para un sensor piezoeléctrico montado al final de un cable.	26
2.8. Modo de amplificación de carga	27
3.1. Diagrama de bloques el proceso de toma de datos acústicos subacuáticos.	30
3.2. Sistema de adquisición completo.	32
3.3. Archivos que componen el módulo que implementa un sistema FAT.	33
3.4. Diagrama de flujo de ciclo de adquisición	34
3.5. Primera versión del hidrófono del sistema de adquisición	36

3.6. Fotografía del segundo prototipo de hidrófono y prototipo de adquisición en el fondo.	36
3.7. Hidrófonos de tercera versión con recubrimiento de goma aislante. . .	37
3.8. Espectrograma del barrido de frecuencia logarítmico.	39
3.9. Configuración de toma de grabaciones de repuesta a una señal <i>chirp</i> con una bocina Bluetooth.	39
3.10. Respuesta en tiempo y frecuencia del hidrófono a un barrido logarítmico de 400Hz a 11 kHz.	40
3.11. Resultado de toma de impulsos acústicos hechos mediante choques de piedras.	42
3.12. Proceso de obtención de datos simulados.	43
3.13. Ubicaciones del hidrófono y la fuente de sonido impulsiva	43
3.14. Respuesta de habitación al impulso de una cavidad de $8m \times 5m \times 1.6m$	45
3.15. Simulación de un pulso acústico dentro la misma habitación sumergida [8,6,1.7] metros.	46
3.16. Estimación de la respuesta de habitación al impulso.	47
3.17. Proceso de generación de subespacio de tiempo-frecuencia para extracción de características.	48
3.18. División del espectrograma s en regiones para crear la matriz de energía tiempo-frecuencia q	49
3.19. Espectrograma de la señal de ecos en una alberca generada por simulación.	54
3.20. Cuatro de las grabaciones de impulsos acústicos grabados por el hidrófono en una alberca.	55
3.21. Señal de rebotes de un impulso acústico en una alberca obtenida al promediar el conjunto de señales grabadas, alineándolas y eligiendo aquellas con alta correlación entre ellas.	57
3.22. Comparación entre las estimaciones de respuesta al impulso. Azul: Respuesta de la alberca simulada. Rojo: Respuesta de la alberca real. . .	59
3.23. Espectrograma de la señal de ecos en una alberca real.	60

3.24. cenote	61
3.25. Puntos de referencia en el cenote Chen-Ha.	61
3.26. Toma de datos cerca del punto p_1 . El nivel del agua en ese día era inusualmente alto por lo que casi toda la cuenca del cenote estaba llena.	62
3.27. Eventos impulsivos de choques de piedras grabados desde el punto p_1 y emitidos desde p_2	62
3.28. Señal promediada de eventos impulsivos de choques de piedras grabados desde el punto p_1 y emitidos desde p_2	63
3.29. Espectrograma de la grabación de impulsos generados en el punto p_2 y grabados desde p_1 en febrero de 2021.	64
3.30. Eventos impulsivos de choques de piedras grabados y emitidos desde el punto p_1 el 27 de marzo de 2021. El hidrófono se encontraba a una profundidad de aproximadamente 3 metros.	65
3.31. Señal promediada sobre múltiples choques de piedras grabados y emitidos en el punto p_1	65
3.32. Espectrograma de la grabación de impulsos generados en el punto p_1 y grabados desde p_2 en marzo de 2021.	66
3.33. Fotografía de la toma de datos del 24 de abril de 2021 en el punto p_3	66
3.34. Eventos impulsivos de choques de piedras grabados el 24 de abril de 2021 desde el punto p_1 y emitidos desde p_3	67
3.35. Promedio de eventos impulsivos de choques de piedras grabados el 24 de abril de 2021 desde el punto p_1 y emitidos desde p_3	67
3.36. Espectrograma de la grabación de impulsos generados en el punto p_3 y grabados desde p_1 en Abril de 2021.	68
A.1. Amplificador de corriente.	76
A.2. Convertidor corriente-voltaje.	77
A.3. Amplificador inversor con desacople de entrada	78
A.4. Filtro anti-aliasing y buffer de salida.	79
A.5. Configuración genérica de un filtro Sallen-Key.	80

A.6. Respuesta en frecuencia del filtro anti-aliasing. Las líneas punteadas representan los límites de incertidumbre debidas al margen de tolerancia en lo valores de los componentes comerciales.	81
A.7. Circuito de referencia virtual con protección contra ruido de fuente de poder.	82

Índice de tablas

3.1. Características del disco piezoeléctrico según el vendedor	29
3.2. Características del disco piezoeléctrico según el vendedor	37
3.3. Tabla características de la señal de ecos de la alberca simulada.	53
3.4. Tabla características de la señal de ecos de la alberca real.	58

1 Introducción

1.1. Motivación

La península de Yucatán está formada en gran parte por un suelo de tipo kárstico. Se denomina karst o carst a un suelo hecho principalmente por minerales solubles al agua que han sido transformados por la acción química al contacto con fenómenos atmosféricos. La mayor parte del estado de Yucatán está formado por un karst de roca caliza. El proceso de disolución de los minerales provocado por los ciclos de agua promueve la formación de depresiones, cenotes y cavernas [1]. Dada su naturaleza física, las regiones kársticas suelen contar con una importante cantidad de cavidades naturales y, en el caso particular de la península de Yucatán, muchas de ellas llenas de agua. El mapeo y caracterización de este tipo de entorno es de vital importancia tanto en el aspecto biológico, geológico como en el de seguridad estructural para proyectos de ingeniería civil. Por esta razón es importante contar con metodologías y dispositivos que sean auxiliares en la caracterización de estos sistemas geológicos. La Figura 1.1 muestra un diagrama con las principales características de este tipo de ambientes.

1.2. Planteamiento del problema

Se ha acotado el problema a un tipo específico de característica geológica en el estado de Yucatán: los cenotes. Un cenote (palabra derivada del maya ts'ono'ot: 'hoyo con agua') es una depresión en un suelo kárstico (estructura también llamada dolina) inundada. Los cenotes pueden clasificarse de acuerdo a su morfología: a cielo abierto,

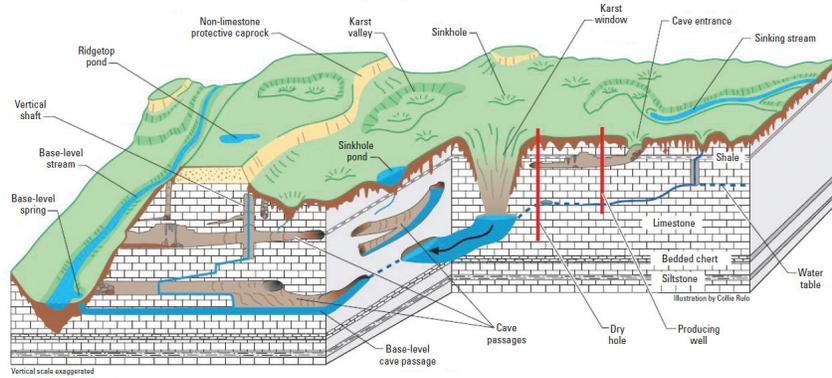


Figura 1.1: Características físicas comunes en terrenos kársticos. Taylor, Charles J., and Earl A. Greene. "Hydrogeologic characterization and methods used in the investigation of karst hydrology." *US Geological Survey* (2008).

semiabiertos y subterráneos o en gruta. Conocer el tamaño de la cavidad del cenote permite hacer una estimación de la cantidad de agua que puede contener. El problema en concreto es el siguiente: se requiere un proceso de caracterización física que nos de como salida información sobre el tamaño y la forma del cenote. Los criterios más importantes de la ejecución de este proceso son el tiempo, el costo y calidad de la caracterización.

1.3. Trabajo previo

Diversos métodos basados en localización y mapeo simultáneos (SLAM) se han utilizado para mapear cavernas alrededor del mundo. La mayoría de estos métodos utilizan sistemas mecatrónicos de LIDAR o sonar [2] [3]. Ambos métodos tienen un proceso en común: una onda es emitida y se mide el tiempo que toma la señal inicial en rebotar sobre una estructura más densa que el medio de propagación. La distancia lineal de la estructura reflejante es proporcional al tiempo de rebote y la velocidad de la onda. Este procedimiento requiere realizar un barrido mecánico para capturar un volumen o bien un arreglo circular de emisores-receptores. La fortaleza de los métodos anteriormente mencionados radica en la calidad de la caracterización espacial ya que pueden alcanzar una relación significativamente alta [3]. Sin embargo, estos métodos

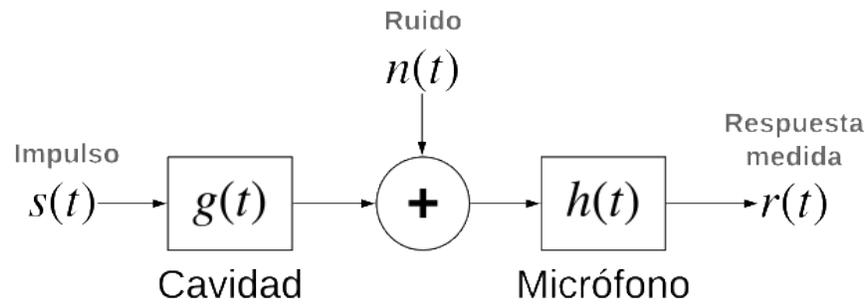


Figura 1.2: Diagrama de bloques de un proceso de caracterización por respuesta de habitación al impulso (*Room Impulse Response*, RIR).

tienen costos elevados y tiempos de captura de datos muy prolongados. La propuesta de esta tesis se basa en un enfoque diferente para la caracterización de espacios a partir de los rebotes de una señal impulsiva. Se ha demostrado experimentalmente la posibilidad de la reconstrucción de la geometría de una cavidad a partir de la solución al problema inverso de la obtención de la respuesta de habitación al impulso (*Room Impulse Response RIR*) [4] [5] [6] [7]. Estos experimentos han hecho uso de las reflexiones de un pulso acústico dentro de un recinto capturadas por un arreglo de micrófonos. Lo que se busca es adquirir y estudiar la respuesta al impulso del espacio subacuático a partir de los reflejos acústicos provocados por las paredes de la cavidad y evaluar la posibilidad de utilizar esta respuesta como medio de caracterización. La Figura 1.2 muestra un diagrama a bloques que modela este proceso. Se espera que estos resultados sirvan en un futuro como una parte del proceso de reconstrucción del espacio cerrado subacuático.

1.4. Objetivo general

Definir y evaluar un prototipo electrónico para la adquisición de señales acústicas subacuáticas y analizar las señales adquiridas para caracterizar entornos cerrados sumergidos a través de su respuesta de habitación al impulso.

1.5. Objetivos específicos

- Construir un dispositivo de adquisición de señales acústicas subacuáticas.
- Realizar simulaciones acústicas en espacios confinados utilizando el módulo de Python PyRoomAcoustics.
- Probar el dispositivo de adquisición construido en un ambiente de geometría conocida y de fácil acceso.
- Comparar los datos obtenidos para el objetivo anterior con las simulaciones realizadas.
- Probar el dispositivo de adquisición en un cenote.
- Caracterizar las señales obtenidas utilizando un conjunto de descriptores matemáticos.

1.6. Organización de la tesis

El capítulo de *Marco Teórico* es un conjunto de resúmenes de todas las herramientas teóricas y herramientas computacionales existentes y utilizadas en el desarrollo del trabajo de tesis. No pretende ser una recopilación exhaustiva de los temas explicados pero sí una guía de consulta, la cual cuenta con las referencias pertinentes a fuentes de información más profundas. El capítulo de *Metodología y experimentos* agrupa todos los aspectos que conciernen a lo implementado por el autor de este trabajo, salvo que se especifique lo contrario, y documenta también los procedimientos experimentales. Además, presenta y analiza los resultados obtenidos. *Resultados y discusión* expone de manera sintetizada el alcance de los resultados en torno a los objetivos propuestos. Los apéndices son una documentación adicional que describe detalladamente el diseño electrónico y caracterización de los dispositivos utilizados.

2 Marco Teórico

2.1. Teoría Acústica

2.1.1. Introducción

Considerando los alcances de esta tesis, será suficiente describir al sonido como una distribución de presión en un instante dado descrita por una función escalar de argumento vectorial de la forma $p(\mathbf{b}): \mathbf{R}^3 \rightarrow \mathbf{R}$. El argumento \mathbf{b} representa una posición en un espacio tridimensional, mientras que su evaluación en p representa un valor de presión comúnmente medido en μPa , de acuerdo con [8] [9]. Será necesario ahora considerar la manera en que los cambios de presión se distribuyen en un espacio a lo largo de un intervalo de medición. La distribución de presión en el tiempo y el espacio se representa como $p(t, \mathbf{x})$, y es llamada señal de presión acústica.

2.1.2. Definiciones importantes

Condición estática

Las variaciones espacio-temporales de presión deben cumplir la condición estática que, por definición, parte del supuesto de que el promedio de los cambios de presión a lo largo de un periodo debe ser cero como se muestra en la Ec. 2.1.

$$\frac{1}{T} \int_{-t}^{t+T} p(\tau, \mathbf{x}) d\tau = 0 \quad (2.1)$$

Se toma el valor de cero como una aproximación. En la práctica este valor puede ser diferente, especialmente para valores de periodo T cortos [10].

Presión cuadrática media

De forma análoga al caso del análisis y medición de señales eléctricas, es útil en varias aplicaciones el medir la presión acústica como su valor cuadrático medio (MSP, *Mean-Squared Pressure*):

$$P(\mathbf{x}) = \frac{1}{T} \int_{-t}^{t+T} p^2(\tau, \mathbf{x}) d\tau. \quad (2.2)$$

Velocidad de partículas

Las partículas del medio de propagación oscilan en la misma dirección que las ondas que transportan. La relación entre el campo de presión y la velocidad de las partículas del medio se muestra en la Ec. 2.3.

$$\mathbf{v}(t, \mathbf{x}) = -\frac{1}{\rho_w} \int \nabla p(t, \mathbf{x}) dt, \quad (2.3)$$

dónde ∇ es el gradiente espacial y ρ_w es la densidad del agua (se ha mantenido la notación de w del inglés *water* para no confundir con el aire). Para el caso particular de una onda plana, se asume que la fuente de sonido está tan lejana que la única dirección de velocidad significativa es la dirección perpendicular \mathbf{u} por lo que la relación de velocidad se simplifica a la siguiente forma:

$$\mathbf{v}(t, \mathbf{x}) = \left[\frac{p(t, \mathbf{x})}{\rho_w c_w} \right] \mathbf{u}, \quad (2.4)$$

dónde \mathbf{u} es un vector unitario con la dirección de propagación del frente de onda y c_w es la velocidad de sonido en el agua.

Intensidad acústica

La intensidad acústica de una onda es una métrica de densidad de potencia y se calcula como el promedio en el tiempo del producto de la presión y la velocidad de partículas:

$$\mathcal{J}(\mathbf{x}) = \frac{1}{T} \int_0^{t+T} p(\tau, \mathbf{x}) \mathbf{v}(\tau, \mathbf{x}) dt. \quad (2.5)$$

Para el caso de una onda plana, sustituimos la Ec. 2.4 en la Ec. 2.5:

$$\mathcal{J}(\mathbf{x}) = \frac{1}{\rho_w c_w T} \int_0^{t+T} p^2(\tau, \mathbf{x}) dt. \quad (2.6)$$

Podemos observar que al sustituir la definición de presión cuadrática media descrita en la Ec. 2.2 en la Ec. anterior se obtiene la siguiente relación:

$$\mathcal{J}(\mathbf{x}) = \frac{P(\mathbf{x})}{\rho_w c_w}. \quad (2.7)$$

La intensidad acústica se mide en picoWatts sobre metro cuadrado (pW/m^2) como consecuencia de medir a la presión acústica en μPa .

Potencia acústica

La potencia acústica es la integral de la densidad de potencia a lo largo de una superficie cerrada. Puede interpretarse físicamente como la potencia total sobre todo el frente de onda.

$$\mathcal{P} = \iint_S \mathcal{J}(\mathbf{x}) \cdot \mathbf{n} dS, \quad (2.8)$$

dónde \mathbf{n} es el vector normal a la superficie S en un punto dado. Si la presión está medido en μPa , la potencia acústica se mide en pW .

2.1.3. Propagación

Ec. de onda

Para que una fuente de perturbación de presión, originada en un punto \mathbf{x} de un espacio, pueda propagarse por este, debe tener una forma cuya función sea solución de la Ec. 2.9.

$$\nabla^2 p(t, \mathbf{x}) = \frac{1}{c} \frac{\partial^2 p(t, \mathbf{b})}{\partial t^2}, \quad (2.9)$$

dónde c es la velocidad de propagación en el medio. La Ec. diferencial (2.9) es una aproximación lineal derivada de principios físicos de la mecánica del medio y se conoce como Ec. de onda. Esta aproximación lineal es aplicable a casos donde las amplitudes de la función p son lo suficientemente pequeñas. Debe considerarse también que la fuente de perturbación inicial añade una condición de inhomogeneidad. Sea esta fuente $u(t, \mathbf{b})$, entonces:

$$\nabla^2 p(t, \mathbf{x}) - \frac{1}{c} \frac{\partial^2 p(t, \mathbf{b})}{\partial t^2} = u(t, \mathbf{x}). \quad (2.10)$$

Una deducción de la Ec. de onda acústica a partir de primeros principios de mecánica de fluidos puede consultarse en [11].

Modelo acuático simple

Este trabajo toma un modelo de medio acústico con las siguientes suposiciones:

- **Homogéneo.** La dirección en la que se propaga una onda no altera sus atributos.
- **Carente de pérdidas.** Las ondas de presión no se atenúan de manera adicional a la reducción de amplitud debida a la ley inversa del cuadrado de la distancia.
- **Carente de dispersión.** La velocidad de la onda es independiente de su frecuencia.

Propagación esférica

Cuando una fuente puntual puede emitir con la misma intensidad hacia todas las direcciones se dice que es una fuente isotrópica. Una fuente de sonido isotrópica produce una propagación esférica como se muestra en la Figura 2.1:

Este tipo de propagación simplifica el análisis al cambiar a un sistema de coordenadas esférico. Suponiendo que el radio es lo suficientemente grande para considerar al frente de onda como plano (en una región pequeña), una bocina submarina que

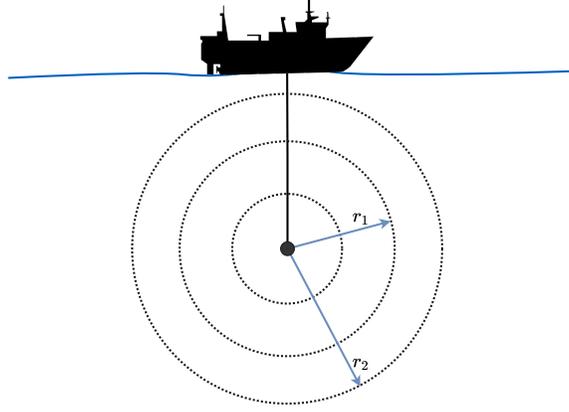


Figura 2.1: Propagación esférica de una fuente de sonido isotrópica.

emite un frente de onda con potencia cuadrática media (PCM) $P_1(r_1)$ tendrá un intensidad promedio de $\mathcal{J}_1(r_1) = P_1/(\rho_w c_w)$ en el rango r_1 . La potencia contenida por la esfera en ese radio es:

$$\mathcal{P} = 4\pi r_1^2 \mathcal{J}_1(r_1) \quad (2.11)$$

Tomando en cuenta que el modelo acuático simple no considera pérdidas y por el principio de conservación de la energía, la potencia \mathcal{P} se mantiene constante para todos los valores del radio r del frente de onda, lo cual tiene como consecuencia que dados dos radios r_2 y r_1 :

$$\mathcal{J}_2(r_2) = \frac{\mathcal{P}}{4\pi r_2^2} = \frac{r_1^2}{r_2^2} \mathcal{J}_1(r_1) \quad (2.12)$$

Esto significa que la variación en la intensidad es proporcional al inverso del cuadrado de la distancia. Este resultado da una intuición adicional sobre el cambio en el campo de presión. Sustituyendo Ec. 2.7 en Ec. 2.12:

$$\frac{P(r_2)}{\rho_w c_w} = \frac{r_1^2}{r_2^2} \frac{P(r_1)}{\rho_w c_w} \quad (2.13)$$

$$\frac{\frac{1}{T} \int_{-t}^{t+T} p^2(\tau, r_2) d\tau}{\rho_w c_w} = \frac{r_1^2}{r_2^2} \frac{\frac{1}{T} \int_{-t}^{t+T} p^2(\tau, r_1) d\tau}{\rho_w c_w} \quad (2.14)$$

Derivando en el tiempo a ambos lados de la Ec. 2.14 y anulando constantes:

$$p^2(t, r_2) = \frac{r_1^2}{r_2^2} p^2(t, r_1) \quad (2.15)$$

$$p(t, r_2) = \frac{r_1}{r_2} p(t, r_1) \quad (2.16)$$

A partir de lo anterior podemos generalizar una familia de campos de presión con propagación esférica de la siguiente forma:

$$p(t, r) = \frac{u_0(t - r/c_w)}{r} \quad (2.17)$$

dónde u_0 es una función escalar de excitación. El término de retraso r/c_w representan las variaciones espaciales en el campo de presión a lo largo de un radio r dada la velocidad de propagación de la onda.

Longitud de onda y número de onda

Una señal es periódica si cumple la siguiente propiedad dado un periodo T y un entero m :

$$x_T(t) = x_T(t + mT)$$

Sea $u_0(t)$ una función periódica de la forma:

$$u_0(t) = A_0 \cos(2\pi f_0 t + \phi_0) \quad (2.18)$$

dónde A_0 es una amplitud (presión máxima en $r = 0$), f_0 frecuencia en Hz y ϕ_0 un valor de fase en radianes. Se demostrará a continuación como la periodicidad en tiempo induce una periodicidad en el espacio. Sean nuevamente m un entero y $T_0 = 1/f_0$ entonces se debe cumplir que:

$$p(t, r) = \frac{u_0(t - r/c_w)}{r} = \frac{u_0(t - r/c_w + mT_0)}{r} \quad (2.19)$$

$$\frac{u_0(t - r/c_w + mT_0)}{r} = \frac{u_0(t - \frac{r - mc_w T_0}{c_w})}{r} \quad (2.20)$$

$$p(t, r) = \frac{u_0\left(t - \frac{r - mc_w T_0}{c_w}\right)}{r} \cdot \frac{(r - mc_w T_0)(r - mc_w T_0)}{(r - mc_w T_0)(r - mc_w T_0)} \quad (2.21)$$

$$p(t, r) = \frac{u_0\left(t - \frac{r - mc_w T_0}{c_w}\right)}{r - mc_w T_0} \left(1 - \frac{mc_w T_0}{r}\right) \quad (2.22)$$

Cuando se cumple que $r \gg mc_w T_0$ entonces:

$$p(t, r) \approx p(t, r - mc_w T_0) \quad (2.23)$$

De esta manera podemos definir el periodo espacial o longitud de onda como:

$$\lambda_0 = c_w T_0 = \frac{c_w}{f} \quad (2.24)$$

El equivalente de frecuencia angular en el espacio se conoce como número de onda k_0 :

$$k_0 = 2\pi \frac{1}{\lambda_0} = \frac{2\pi f_0}{c_w} \quad (2.25)$$

2.2. Análisis de Fourier

2.2.1. Espacios vectoriales

Un espacio vectorial V es un conjunto de entidades matemáticas llamados vectores en el cual aplican dos operaciones binarias llamadas suma y multiplicación por escalar y que deben satisfacer 10 axiomas que se definen a continuación [12]:

1. Si $\mathbf{x} \in V$ y $\mathbf{y} \in V$, entonces $\mathbf{x} + \mathbf{y} \in V$
2. Para todo x, y y z en V , $(\mathbf{x} + \mathbf{y}) + \mathbf{z} = \mathbf{x} + (\mathbf{y} + \mathbf{z})$
3. Existe un vector $\mathbf{0} \in V$ tal que para todo $\mathbf{x} \in V$, $\mathbf{x} + \mathbf{0} = \mathbf{x}$
4. Si $\mathbf{x} \in V$, existe un vector $-\mathbf{x} \in V$ tal que $\mathbf{x} + (-\mathbf{x}) = \mathbf{0}$

5. Si $x, y \in V$, entonces $\mathbf{x} + \mathbf{y} = \mathbf{y} + \mathbf{x}$
6. Si $\mathbf{x} \in V$ y α es un escalar, entonces $\alpha\mathbf{x} \in V$
7. Si $x, y \in V$ y α es un escalar, entonces $\alpha(\mathbf{x} + \mathbf{y}) = \alpha\mathbf{x} + \alpha\mathbf{y}$
8. Si $x \in V$ y α y β son escalares, entonces $(\alpha + \beta)\mathbf{x} = \alpha\mathbf{x} + \beta\mathbf{x}$
9. Si $x \in V$ y α y β son escalares, entonces $\alpha(\beta\mathbf{x}) = (\alpha\beta)\mathbf{x}$
10. Para cada vector $\mathbf{x} \in V$, $1\mathbf{x} = \mathbf{x}$

Dependencia e independencia lineal

Se dice que dos vectores en un espacio vectorial V son linealmente dependientes si y sólo si uno de ellos es múltiplo escalar del otro. Por ejemplo, $\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2 \in V$ tal que $\mathbf{v}_2 = c\mathbf{v}_1$ donde $c \neq 0$. En caso general, si un conjunto de vectores y un conjunto de escalares $c_1, c_2 \dots c_n$ no todos cero cumple que

$$c_1\mathbf{v}_1 + c_2\mathbf{v}_2 + \dots + c_n\mathbf{v}_n = \mathbf{0} \quad (2.26)$$

entonces el conjunto de vectores es linealmente dependiente. Si la única manera de que la combinación lineal se iguale a $\mathbf{0}$ es que todos los escalares c_i sean 0 entonces se dice que el conjunto es linealmente independiente.

Bases

Se llama base a un conjunto de vectores de un espacio vectorial V que cumplen las siguientes dos condiciones:

- El conjunto $B = \{\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \dots, \mathbf{v}_n\}$ es linealmente independiente.
- V puede ser generado como una combinación lineal de B .

Espacios con producto interno

Un espacio vectorial complejo V es un espacio con producto interno si para cada par de vectores $\mathbf{u}, \mathbf{v} \in V$ existe un operador $\langle \mathbf{u}, \mathbf{v} \rangle$ que mapea hacia un único número complejo y que dicho operador además cumpla con las siguientes condiciones:

1. $\langle \mathbf{v}, \mathbf{v} \rangle \geq 0$
2. $\langle \mathbf{v}, \mathbf{v} \rangle = 0$ si y solo si $\mathbf{v} = \mathbf{0}$
3. $\langle \mathbf{u}, \mathbf{v} + \mathbf{w} \rangle = \langle \mathbf{u}, \mathbf{v} \rangle + \langle \mathbf{u}, \mathbf{w} \rangle$
4. $\langle \mathbf{u} + \mathbf{v}, \mathbf{w} \rangle = \langle \mathbf{u}, \mathbf{w} \rangle + \langle \mathbf{v}, \mathbf{w} \rangle$
5. $\langle \mathbf{u}, \mathbf{v} \rangle = \overline{\langle \mathbf{v}, \mathbf{u} \rangle}$
6. $\langle \alpha \mathbf{u}, \mathbf{v} \rangle = \alpha \langle \mathbf{u}, \mathbf{v} \rangle$
7. $\langle \mathbf{u}, \alpha \mathbf{v} \rangle = \bar{\alpha} \langle \mathbf{u}, \mathbf{v} \rangle$

Sea V un espacio vectorial con producto interno y $\mathbf{u}, \mathbf{v} \in V$, entonces:

- Se dice que \mathbf{u} y \mathbf{v} son ortogonales si $\langle \mathbf{u}, \mathbf{v} \rangle = 0$
- Se denomina norma de \mathbf{u} a la expresión $\|\mathbf{u}\| = \sqrt{\langle \mathbf{u}, \mathbf{u} \rangle}$

Relación entre el producto interno y una base

Sea $B = \{v_1, \dots, v_n, \dots\}$ una base ortogonal que genera al espacio vectorial V y $w \in V$. w puede ser expresado con la base B como:

$$w = \frac{\langle w, v_1 \rangle}{\|v_1\|^2} v_1 + \frac{\langle w, v_2 \rangle}{\|v_2\|^2} v_2 + \dots + \frac{\langle w, v_n \rangle}{\|v_n\|^2} v_n + \dots$$

Espacio funcional

Un espacio funcional es un conjunto de funciones que cumplen los 10 axiomas de un espacio vectorial. El espacio funcional que es de nuestro interés es llamado $L^2(-\infty, \infty)$ o espacio de funciones de energía finita y representa al conjunto de todas la funciones cuadrado-integrables. Esto es:

$$\int_{-\infty}^{\infty} |f(x)|^2 dx < \infty \quad (2.27)$$

Este espacio tiene un producto interno definido de la siguiente manera. Sean $f(x), g(x) \in L^2(-\infty, \infty)$:

$$\langle f(x), g(x) \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} f(x)\overline{g(x)} dx \quad (2.28)$$

Se sugiere consultar [13] como una referencia más profunda para el tópic de espacios funcionales.

2.2.2. Serie de Fourier

Una señal es periódica si cumple la siguiente propiedad dado un periodo T y un entero k :

$$x_T(t) = x_T(t + kT) = \sum_{-\infty}^{\infty} x(t - nT)$$

Si $x_T(t)$ y $g_T(t)$ son señales de periodo T y a y b son constantes reales entonces $y_T(t) = ax_T(t) + bx_T(t)$ es una función periódica de periodo T . Si la señal $x_T(t) = \cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)$ es periódica con periodo T , entonces es posible encontrar dos enteros m y n tales que:

$$\omega_1 T = 2\pi f_1 = 2\pi m, \omega_2 T = 2\pi f_2 = 2\pi n$$

$$\frac{\omega_1}{\omega_2} = \frac{f_1}{f_2} = \frac{m}{n}$$

Si una señal real periódica $x_T(t)$ cumple las siguientes condiciones:

1. $x_T(t)$ es periódica de periodo T : $x_T(t) = x_T(t + T)$
2. $x(t)$ tiene un número finito de discontinuidades en el intervalo $(-\frac{T}{2}, \frac{T}{2})$
3. $x(t)$ es de módulo integrable en un periodo: $\int_{-T/2}^{T/2} |x_T(t)| dt < \infty$

El conjunto de señales que cumplen los puntos anteriores forman un espacio vectorial. Sea la base ortogonal infinita:

$$B = \{1, \cos(2\pi f_0 t), \cos(4\pi f_0 t), \dots, \cos(2\pi n f_0 t), \dots, \sin(2\pi f_0 t), \sin(4\pi f_0 t), \dots, \sin(2\pi n f_0 t), \dots\}$$

que genera al espacio vectorial de las funciones periódicas de periodo T , $C_T(-\infty, \infty)$ con producto interno definido como:

$$\langle x(t), g(t) \rangle = \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x(t)g(t)dt$$

Sea $x(t) \in C_T(-\infty, \infty)$ entonces $x(t)$ puede expresarse como una combinación lineal de los elementos de la base:

$$x(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(2\pi n f_0 t) + b_n \sin(2\pi n f_0 t)]$$

donde:

$$a_0 = \frac{\langle x(t), 1 \rangle}{T} = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x(t)dt$$

$$a_n = \frac{\langle x(t), \cos(2\pi n f_0 t) \rangle}{\langle \cos(2\pi n f_0 t), \cos(2\pi n f_0 t) \rangle}$$

$$\langle \cos(2\pi n f_0 t), \cos(2\pi n f_0 t) \rangle = \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \cos^2(2\pi n f_0 t) dt = \frac{T}{2}$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x(t) \cos(2\pi n f_0 t) dt$$

$$b_n = \frac{\langle x(t), \sin(2\pi n f_0 t) \rangle}{\langle \sin(2\pi n f_0 t), \sin(2\pi n f_0 t) \rangle}$$

$$\langle \sin(2\pi n f_0 t), \sin(2\pi n f_0 t) \rangle = \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \sin^2(2\pi n f_0 t) dt = \frac{T}{2}$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x(t) \sin(2\pi n f_0 t) dt$$

2.2.3. Serie exponencial de Fourier

Se puede representar a la serie de Fourier de una señal periódica con una notación compacta utilizando coeficientes complejos de la siguiente manera:

$$x_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} X_n e^{j2\pi n f_0 t} \quad (2.29)$$

donde cada uno de los coeficiente se calcula mediante la expresión:

$$X_n = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x_T(t) e^{j2\pi n f_0 t} dt \quad (2.30)$$

Estos coeficientes son una representación discreta del espectro de componentes de una señal. Al ser números complejos, los coeficientes tienen información de la amplitud y la fase de cada una de las componentes del espectro.

2.2.4. Espectro de potencia

Teorema de Parseval

La potencia normalizada de una señal periódica cuadrado-integrable se obtiene como:

$$\langle x_T^2(t) \rangle = \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} |x_T(t)|^2 dt = \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x_T(t) x_T^*(t) dt \quad (2.31)$$

Aplicando la Ec. 2.29 en Ec. ?? obtenemos:

$$\langle x_T^2(t) \rangle = \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x_T(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} X_n^* e^{j2\pi n f_0 t} dt \quad (2.32)$$

Reacomodando los términos:

$$\langle x_T^2(t) \rangle = \sum_{n=-\infty}^{\infty} X_n^* \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x_T(t) e^{j2\pi n f_0 t} dt \quad (2.33)$$

Aplicando la Ec. 2.30 en la Ec. 2.33:

$$\langle x_T^2(t) \rangle = \sum_{n=-\infty}^{\infty} X_n^* X_n = \sum_{n=-\infty}^{\infty} |c_n|^2 \quad (2.34)$$

La Ec. 2.34 se conoce como Teorema de Parseval. Establece que la potencia promedio de una señal periódica se puede determinar elevando al cuadrado y sumando las amplitudes de las líneas espectrales discretas del desarrollo de la serie exponencial de Fourier.

2.2.5. Transformada de Fourier

Si tomamos la serie exponencial que está representada con la Ec. 2.29 y tendemos el periodo T al infinito (lo que se interpreta como el caso en donde una señal tiende hacia una señal aperiódica) tenemos:

$$\lim_{T \rightarrow \infty} x_T(t) = \lim_{T \rightarrow \infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} X_n e^{j2\pi n f_0 t} = x(t) \quad (2.35)$$

Dada la variación del periodo T , es útil volver a los coeficientes de la serie exponencial de Fourier una función que depende de una variable $n f_0$. Por lo que la Ec. 2.30 se modifica como:

$$X_n(n f_0) = \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x_T(t) e^{-j2\pi n f_0 t} dt \quad (2.36)$$

Haciendo los siguientes cambios de variable:

$$\Delta f = \frac{1}{T}, f_n = n f_0, X_n(f_n) = X(n f_n) = T X_n$$

y sustituyendo en Ec. 2.29:

$$\lim_{T \rightarrow \infty} x_T(t) = \lim_{T \rightarrow \infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} X_n(f_n) e^{j2\pi n f_0 t} \Delta f = x(t) \quad (2.37)$$

Al aplicar el límite expresado en la Ec. ?? la suma se cambia por una integral por lo que la expresión final nos queda:

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} X(f) e^{j2\pi f t} df \quad (2.38)$$

Aplicado el límite a la Ec.2.36:

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j2\pi f t} dt \quad (2.39)$$

La Ec. (11) se conoce como transformada de Fourier y la Ec. ?? como la transformada inversa de Fourier.

2.3. Simulaciones de acústica de habitación

2.3.1. Introducción

La acústica de habitación, o acústica arquitectónica en su forma más general, es una rama de la acústica y la ingeniería de sonido que estudia la propagación, la dispersión y la atenuación de ondas de sonido en espacios cerrados [14]. Esta sección describirá brevemente la herramienta que fue utilizada para realizar simulaciones de sonido necesarias así como la teoría detrás de su funcionamiento.

2.3.2. Módulo *Pyroomacoustics*

Pyroomacoustics es un paquete de software escrito en C/C++ con interfaz para Python que ha sido diseñado para el desarrollo y pruebas rápidas de algoritmos de procesamiento de señales generadas por arreglos de micrófonos dentro de espacios cerrados [15]. Este módulo está conformado por tres clases principales:

- Room

- SoundSource
- MicrophoneArray

Clase *Room*

Esta clase es la encargada de crear las instancias del recinto cerrado y es la clase más frecuentemente instanciada. A continuación se muestran algunos de los parámetros más utilizados al instanciar:

- **walls**. Lista de objetos de muro.
- **fs**. Frecuencia de muestreo.
- **max_order**. Máximo orden de reflexiones.
- **sigma2_awgn**. Varianza de ruido gaussiano aditivo. Es 0 por defecto.
- **materials**. Objeto de lista de materiales para cada muro. Para ver los materiales disponibles ver [5].
- **temperature**. Temperatura de habitación.
- **humidity**. Humedad de habitación.

Algunos de sus métodos más importantes son:

- **add_microphone**(loc,fs)
- **add_source**(loc,signal,delay)
- **set_sound_speed**(c)
- **simulate**()
- **compute_rir**()

Una sola instancia de esta clase con fuentes y micrófonos asignados será suficiente para realizar una simulación de acústica de habitación. Después de ejecutar el método `.simulate()`, se puede acceder a los datos generados a través de los siguientes atributos:

- **rir**. Lista de arreglos numpy con la respuesta de habitación al impulso para cada ubicación de los micrófonos.
- **mic_array**. Objeto *MicrophoneArray* [ver sección siguiente].

Clases *SoundSource* y *MicrophoneArray*

La clase *SoundSource* se encarga de los objetos de fuente sonido mientras que la *MicrophoneArray* de los micrófonos individuales o arreglos de micrófonos. En simulaciones sencillas en donde sólo se requiera conocer el cómo un recinto cerrado afecta a una fuente de sonido dentro de este, como en el caso de esta tesis, no será necesario instanciar directamente alguna de estas dos clases ya que son utilizadas dentro de la implementación de las funciones y métodos más comunes. Pero en simulaciones más complejas el modulo permite mucha modularidad. Para consultar los detalles de estas clases se debe revisar [3]. Es importante mencionar los atributos de la clase *MicrophoneArray* ya que son necesarios para obtener información sobre los resultados de la simulación:

- **R**. Posiciones de los micrófonos.
- **fs**. Frecuencia de muestreo.
- **signals**. Lista de arreglos numpy con los resultados de la simulación para cada micrófono.

Función *ShoeBox()*

Si se requiere simular la acústica de una habitación en forma de un prisma rectangular (una caja), la función *ShoeBox* simplifica la creación de una instancia de la clase *Room*. Algunos de los parámetros más comunes de esta función son:

- **p**. Dimensiones de la caja [largo, ancho, altura] o [largo, ancho] para habitaciones en 2D.
- **fs**. Frecuencia de muestreo.

- **max_order**. Máximo orden de reflexiones.
- **sigma2_awgn**. Varianza de ruido gaussiano aditivo. Es 0 por defecto.
- **materials**. Objeto de lista de materiales para cada muro. Para ver los materiales disponibles ver [5].

Ejemplo mínimo de simulación

La simulación acústica más simple que se puede hacer con el módulo tiene al menos 4 partes: 1) Crear habitación, 2) colocar fuente(s), 3) colocar micrófonos y 4) ejecutar simulación.

```
1 import numpy as np
2 import pyroomacoustics as pra
3 from scipy.io import wavfile
4
5 # Funcion de fuente
6 fs, audio = wavfile.read("preamble10.wav")
7
8 #1: Crear habitacion
9 room_dim = [8., 5., 4.] # metros
10 mat = pra.Material(energy_absorption="hard_surface")
11 room = pra.ShoeBox(room_dim, fs=fs, materials=mat, max_order=2)
12
13 #2: Colocar fuente
14 room.add_source([4, 0.5, 2], signal=0.1*audio, delay=0.1)
15
16 #3: Colocar microfono
17 mic_loc = np.c_[[4, 2.5, 2]]
18 room.add_microphone_array(mic_loc)
19
20 #4: Correr simulacion
21 room.simulate()
22
23 # Respuesta de habitacion al impulso
24 rir_1_0 = room.rir[0][0]
```

25

26 # Sonido grabado por el microfono

27 y = room.mic_array.signals [0 ,:]

2.3.3. Método de simulación acústica basado en imágenes

El módulo *pyroomacustics* esta basado en una implementación particular del método de simulación numérica de propagación y rebotes de señales acústicas descrito por Allen & Berkley (1979) [16].

Modelo de imagen

Sea \mathbf{x} la posición de la fuente de sonido y \mathbf{x}' la posición del micrófono en espacio de tres dimensiones sin muros, la forma exponencial compleja de la ecuación 2.17 es:

$$\hat{P}(\omega, \mathbf{x}, \mathbf{x}') = \frac{\exp\left\{ \left[i\omega \left(\frac{|\mathbf{x}-\mathbf{x}'|}{c} - t \right) \right] \right\}}{4\pi|\mathbf{x} - \mathbf{x}'|} \quad (2.40)$$

Nótese que en este caso la Ec. 2.40 se interpreta como la respuesta de presión en frecuencia del espacio abierto a lo largo del espacio y retardado en el tiempo. También se puede observar que el tiempo aparece invertido y esto se hace para que el desplazamiento físico de la onda cumpla el sentido $\mathbf{x} \rightarrow \mathbf{x}'$. La amplitud inicial de la onda ha sido escalada a $1/4\pi$ para facilitar las operaciones posteriores. Supongamos ahora que agregamos un muro solido sin atenuación. La Figura 2.2 muestra un diagrama con esta modificación:

dónde $R_- = |(-x-x', y-y', z-z')|$ y $R_+ = |(x-x', y-y', z-z')|$. La contribución de presión combinada de la fuente real y su imagen se expresa en la Ec. 2.41:

$$\hat{P}(\omega, \mathbf{x}, \mathbf{x}') = \left[\frac{\exp\left\{ \left[i \left(\frac{\omega}{c} \right) R_+ \right] \right\}}{4\pi R_+} + \frac{\exp\left\{ \left[i \left(\frac{\omega}{c} \right) R_- \right] \right\}}{4\pi R_-} \right] e^{-i\omega t} \quad (2.41)$$

Si añadimos un segundo muro solido libre de atenuación tenemos ahora el modelo de imagen equivalente en la Figura 2.3

Se puede observar que empieza a emerger un patrón simétrico en la aparición de las imágenes. Este patrón de simetría se repite a lo largo de las dimensiones en las que

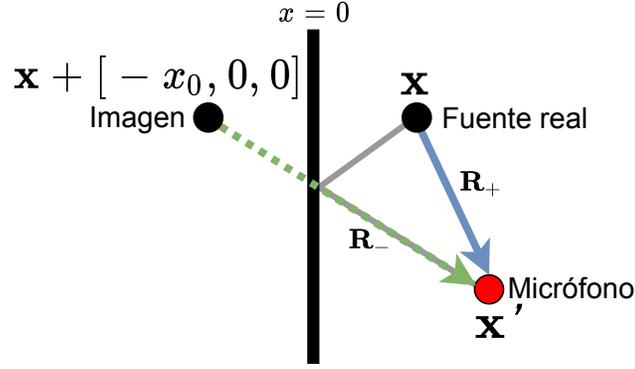


Figura 2.2: Caso de muro único a lo largo del eje y.

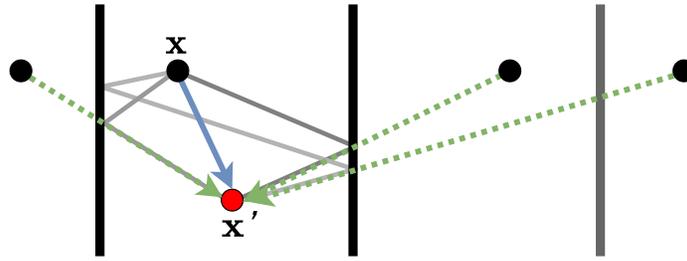


Figura 2.3: Modelo de imagen de dos muros.

descansa cada muro añadido. El modelo de imagen puede repetirse hasta al infinito como en el efecto de colocar dos espejos enfrente de cada uno. Las imágenes pueden limitarse en la simulación restringiendo el orden de los rebotes. El patrón se hace mucho más evidente en el caso de 4 muros que se muestra en la Figura 2.4.

Explotando la simetría de las imágenes podemos escribir una expresión general para la presión debida a las contribuciones de todas las replicas para habitaciones regulares de 6 paredes de dimensiones $L_x \times L_y \times L_z$ como se muestra en la Ec. 2.42:

$$\hat{P}(\omega, \mathbf{x}, \mathbf{x}') = \sum_{p=0}^8 \sum_D \frac{\exp\left\{i \left(\frac{|\mathbf{R}_p + \mathbf{R}_D|}{c}\right) \omega\right\}}{4\pi |\mathbf{R}_p + \mathbf{R}_D|} \cdot e^{-i\omega t} \quad (2.42)$$

dónde \mathbf{R}_p es un vector que itera sobre las 8 posibles combinaciones de la distancia $(x \pm x', y \pm y', z \pm z')$ entre el micrófono y alguna de las fuentes de la región cercana a la esquina de referencia de la habitación, y \mathbf{R}_B es un vector de *offset* que itera sobre todos los posibles conjuntos de triplas de la forma $2(nL_x, lL_y, mL_z)$ con $n, l, m \in \mathbf{Z}$. Esto que significa que $|\mathbf{R}_p + \mathbf{R}_D|$ representa la distancia entre el micrófono y cualquiera de

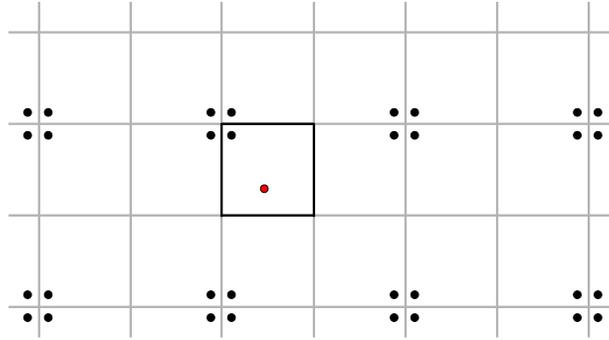


Figura 2.4: Modelo de imágenes de 4 muros. El número de imágenes se extiende infinitamente sobre todo el plano para un orden ilimitado de rebotes.

las fuentes (incluyendo la real). Para obtener la respuesta al impulso de la habitación tomamos la transformada de Fourier inversa en tiempo a la Eq. 2.42:

$$p(t, \mathbf{x}, \mathbf{x}') = \sum_{p=0}^{\infty} \sum_D \frac{\delta\left(t - \frac{|\mathbf{R}_r + \mathbf{R}_B|}{c}\right)}{4\pi|\mathbf{R}_p + \mathbf{R}_D|} \quad (2.43)$$

dónde δ es la distribución Delta de Dirac. Para obtener la reverberación provocada por una habitación a una función de sonido $u_0(t)$ solo basta convolucionar con 2.42.

2.4. Cristales piezoeléctricos

2.4.1. Introducción

Se denomina piezoelectricidad al proceso físico en el que la energía mecánica es convertida en energía eléctrica mediante la aplicación de presión a una red de dipolos cristalinos. Estos cristales pueden encontrarse en la naturaleza (como el cuarzo) o crearse de manera artificial utilizando materiales cerámicos o polímeros. Los materiales que presentan esta propiedad tienen un rango muy amplio de aplicaciones. Pueden ser utilizados como dispositivos de ignición de combustibles, cosechadores de energía mecánica de transeúntes o como sensores de presión, vibración y aceleración. El desempeño de los dispositivos piezoeléctricos para realizar alguna de estas funciones depende de su proceso de fabricación y propiedades físicas. Construir un dispositivo

piezoeléctrico para cumplir una función específica requiere un proceso de diseño. De igual manera, el adaptar uno de estos dispositivos a una aplicación diferente de la que fue diseñado requiere un proceso de caracterización y acondicionamiento.

2.4.2. Modelo físico

Un modelo explicativo simple de este fenómeno fue propuesto en 1927 por A. Meinsser [17] y se muestra en la Figura 2.5:

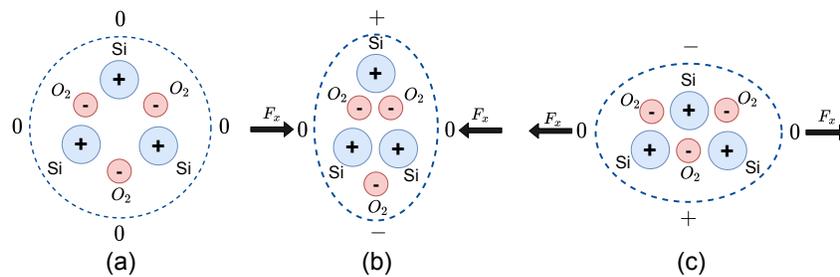


Figura 2.5: Modelo piezoeléctrico de Meinsser para un cristal de cuarzo.

La Figura 2.5 a) muestra la configuración cristalina en reposo (sin ninguna fuerza aplicada) en la cual las cargas se encuentran en equilibrio. Si se aplica una fuerza como se muestra en la Figura 2.5 b), se forzará un desbalance de cargas formando un dipolo con un polo positivo en la parte superior y un polo negativo en la parte inferior. Si se invierten las fuerzas aplicadas como se muestra en la Figura 2.5 c), el dipolo forzado aparecerá con polaridad invertida. Para poder aprovechar este desbalance de cargas en una aplicación práctica, es necesario agregar electrodos que nos permitan tener acceso a una lectura de un parámetro eléctrico [17]. El modelo de circuito equivalente de un transductor piezoeléctrico se muestra en la Figura 2.6 [17]:

2.4.3. Acondicionamiento de señal para sensores piezoeléctricos

Los voltajes de salida de un dispositivo piezoeléctrico varían desde los micro-Volts hasta centenas de Volts, por lo que los requerimientos de diseño pueden variar de

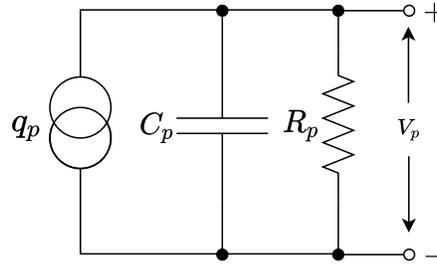


Figura 2.6: Circuito equivalente de un cristal piezoeléctrico.

forma importante [18]. Los elementos de diseño más importantes a considerar son los siguientes:

- Ancho de banda de frecuencia de operación
- Amplitud de señal
- Impedancia de entrada
- Modo de operación de amplificación

El modo de operación hace referencia al tipo de amplificador que se utiliza para convertir las pequeñas variaciones de carga en una señal útil de mayor magnitud. El esquema general de amplificación se muestra en la Figura 2.7.

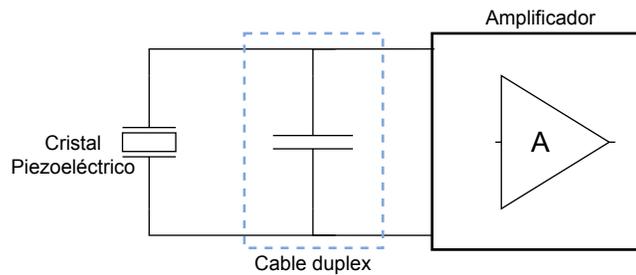


Figura 2.7: Esquema general de amplificación para un sensor piezoeléctrico montado al final de un cable.

Comencemos analizando el modo de amplificación de voltaje. En este modo, el voltaje final es múltiplo A del voltaje en la capacitancia provocada por el cable de conexión entre el cristal y amplificador. Se puede considerar al cristal piezoeléctrico

como una fuente de corriente ya que la corriente generada es la razón de cambio instantánea en la carga provocada por los cambios en la presión sobre el cristal. El voltaje en un capacitor de capacitancia C es igual a $v_{C1} = \frac{1}{C} \int i dt$. Si consideramos que la capacitancia esta cambiando constantemente debido a los movimientos del cable, se puede deducir que la calidad de la señal se vera afectada ya que estos cambios abruptos se manifestarán como una fuente de ruido. Una manera efectiva de eliminar este problema es utilizando el modo de amplificación de carga. En la Figura 2.8 se muestra el circuito de un amplificador de carga. Dado que un amplificador operacional con retroalimentación negativa intentará igualar el voltaje en sus entradas, el voltaje v_- será llevado a una tierra virtual. Esto causará que los cambios instantáneos de la carga en el sensor piezoeléctrico pasen al amplificador sin pasar por la capacitancia provocada por el cable. El voltaje de salida de este modo es proporcional a la carga: $v_o = \frac{1}{C} \int i(t) dt = q/C$.

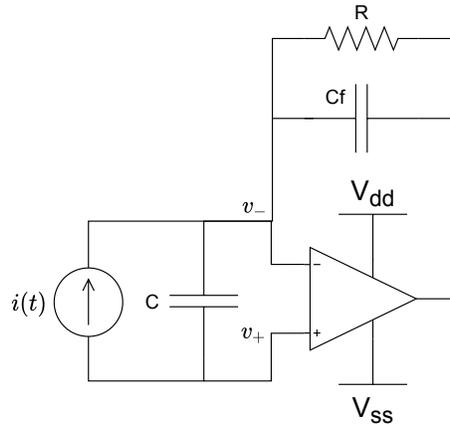


Figura 2.8: Modo de amplificación de carga

El objetivo de la resistencia de retroalimentación es evitar la saturación del capacitor. Es importante tomar en cuenta que esta resistencia tiene el efecto adicional de añadir una frecuencia de corte:

$$V_o(s) = I(s) \frac{R_f \cdot \frac{1}{sC_f}}{R_f + \frac{1}{sC_f}} \quad (2.44)$$

$$V_o(s) = \frac{I(s)}{sC_f} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{sR_fC_f}} \quad (2.45)$$

Este límite de frecuencia debe ser considerado en el diseño de un circuito de acondicionamiento para operar un cristal piezoeléctrico como un micrófono/hidrófono. La etapa de amplificación de carga es, en general, la primer etapa de acondicionamiento analógico. En una aplicación real deberá ser seguida de un banco de filtros activos para eliminar frecuencias indeseadas según lo requiera la aplicación y de una amplificación adicional como se muestra en el Apéndice A.

3 Metodología y experimentos

3.1. Requerimientos

Previo al desarrollo del dispositivo de adquisición de datos, se tomaron como casos base los siguientes dos dispositivos:

- **Audiomoth 1.0** [19]. Dispositivo operado por batería de firmware abierto diseñado para el registro de sonidos ambientales.
- **Sist. de Adq. (Alvaro Callejas, 2018)** [20]. Dispositivo operado por baterías diseñado para registrar audio usando un hidrófono de cristal piezoeléctrico.

La Tabla 3.1 muestra el listado de requerimientos para el dispositivo desarrollado en el presente trabajo y se comparan los cumplimientos de los dispositivos mencionados anteriormente.

Requerimientos	Audiomoth	Prototipo previo
Frecuencia de muestreo de al menos 48 kmps ¹	Sí	No
Resolución de al menos 10 bits	No	Sí
Funcionamiento con baterías	Sí	Si
Almacenamiento en memoria SD	Sí	Sí
Captura de sonido con hidrófono	No	Sí

Tabla 3.1: Características del disco piezoeléctrico según el vendedor

Dado que el dispositivo construido y diseñado por Alvaro Callejas cumplía con la

mayoría de los requerimientos, se optó por aprovechar su documentación existente y extender, mejorar y rediseñar varios de sus componentes.

3.2. Sistema de adquisición de datos

Los requisitos de operación de este sistema son contar con un módulo de conversión A/D con una frecuencia de muestreo de al menos 500,000 muestras por segundo y una resolución de al menos 10 bits, y operar en baja potencia para maximizar la duración de una fuente a baterías. Se establecen también requisitos de programación y precio. El dispositivo debe contar con una documentación abundante y acceso a herramientas de software (bibliotecas y entornos de desarrollo integrados) que requieran un tiempo de aprendizaje razonable dadas las restricciones de tiempo del desarrollo de la tesis. De las 3 familias contempladas (dsPIC, PIC24 y STM32) se optó por PIC24 ya que cumplió mejor con los requisitos mencionados eligiendo el dispositivo PIC24FJ64GA02. Una desventaja de esta elección es que la frecuencia de esta familia solo permite una tasa de muestreo de 98 mil muestras por segundo cuando se toma en consideración una escritura en tiempo real hacia una tarjeta SD.

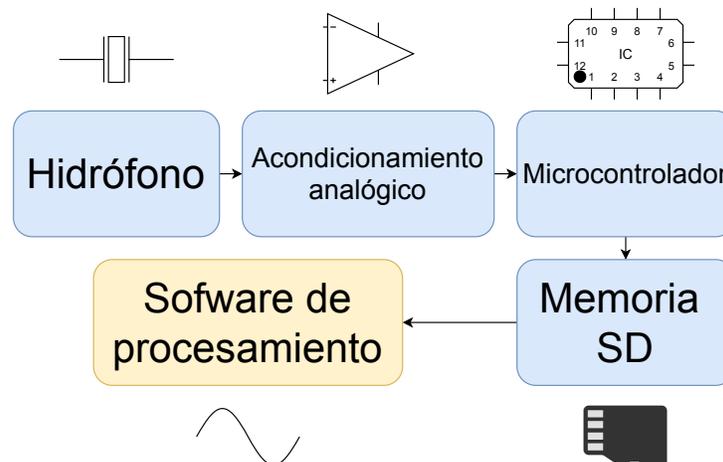


Figura 3.1: Diagrama de bloques el proceso de toma de datos acústicos subacuáticos.

Dado que el microcontrolador elegido trabaja a un voltaje de 3.3 V se buscó un modelo de amplificador operacional que trabajara sin distorsión en una configuración

de fuente única a 0-3.3V. Los modelos de amplificadores operacionales que funcionan con una configuración estándar de dos fuentes de alimentación tienen el inconveniente de requerir un mayor número de partes lo que incrementa el área utilizada en el circuito impreso. Un segundo problema que debe evitarse es que si un modelo de amplificador operacional no está diseñado para operar a voltajes cercanos a 0V, se producirá una distorsión si la señal tiene una amplitud baja. La empresa Microchip, misma de la arquitectura PIC24, fabrica amplificadores operacionales especialmente diseñados para aplicaciones embebidas de bajo consumo. Por lo que el mejor candidato fue el integrado MPC602 [21] que contiene dos amplificadores operacionales que cumplen con los requisitos mencionados.

Debido a la naturaleza física del cristal piezo-eléctrico, este se comporta como una fuente de carga. Esto significa que una variación instantánea de la presión sobre el cristal se traduce en una variación en la carga medida entre sus terminales. Es por esto que la primera etapa del circuito de acondicionamiento analógico requiere de la implementación de un amplificador de carga. Debe considerarse también que el ruido en el instrumento es, en buena medida, común a ambas terminales. Una combinación de un amplificador de carga y un amplificador diferencial es una opción que mejora considerablemente la calidad de la señal adquirida. Se ha elegido, por lo anterior, utilizar una configuración diferencial de dos etapas como se describe en [22], más una tercera etapa consecuente conformada por un filtro pasa bajas pasivo. Una vez que la señal ha pasado por esta pre-amplificación, se implementa una cuarta etapa que consiste en un amplificador de ganancia ajustable y finalmente por una quinta etapa que consiste de un filtro analógico anti-aliasing de segundo orden de tipo Chebyshev, con una frecuencia de corte de 18 kHz. Esta restricción de ancho de banda se ha elegido con el criterio de que la frecuencia máxima sea 5 veces inferior a la frecuencia de muestreo.

3.2.1. Placa de circuito impreso

La placa del circuito impreso fue diseñada usando el software de código abierto Kicad ² para facilitar el proceso de replicación y modificación del sistema. Fue construida sobre una placa fenólica de una sola cara de 10x10 cm de área. El uso de medidas estándar y de componentes de tecnología de agujeros pasantes (*through-hole technology*) también facilita las reparaciones y correcciones del prototipo. Se tiene contemplado migrar a tecnología de montaje superficial para un futuro dispositivo de manera que se reduzca el área de la placa y se facilite la construcción de un encapsulado contra agua. La Figura 3.2 muestra una fotografía del sistema de adquisición terminado.



Figura 3.2: Sistema de adquisición completo.

La lista de materiales y el circuito electrónico del sistema se encuentra disponible en el Apéndice C.

3.2.2. Firmware de adquisición de datos

Se escribió una primera versión del software para el microcontrolador mencionado, que permitiera grabar un número fijo de minutos las señales de un hidrófono en una

²<https://www.kicad.org/>

memoria microSD con un formato de archivo tipo FAT32. Este programa implementa una aplicación basada en la biblioteca para manejo del sistema de archivos FAT32 Chan's FatFs. Esta biblioteca está escrita en ANSI C y es una API de alto nivel. Esto permite que esta biblioteca pueda ser portada a cualquier microcontrolador que tenga la memoria suficiente para soportarla. Se escribió todo el código de interfaz con los procesos de bajo nivel para el dispositivo elegido y buena parte del tiempo de desarrollo de software fue absorbida en esta etapa de integración. La Figura 3.3 muestra un diagrama con las relaciones entre los archivos que componen el módulo de la biblioteca que implementa al sistema FAT, en donde las flechas con líneas discontinuas indican llamados hacia funciones declaradas en un archivo, y las flechas de línea continua indican inclusión del archivo de cabecera.

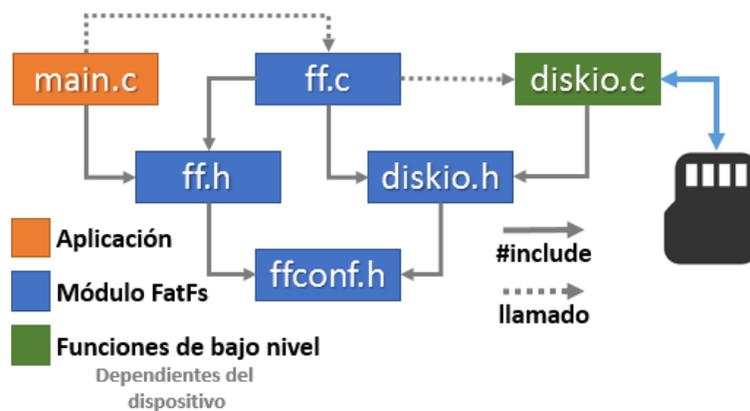


Figura 3.3: Archivos que componen el módulo que implementa un sistema FAT.

La escritura continua de datos hacia la tarjeta SD se realiza utilizando dos buffers auxiliares llamados BuffA y BuffB en un modo de operación conocido popularmente como *ping-pong*. Cada uno de los buffers tiene un tamaño de 512 bytes que, para una frecuencia de adquisición de 96,000 muestras por segundo, corresponde a un tiempo de adquisición de 5.33 ms. Este tiempo de adquisición se nombrará como tiempo *límite de escritura de bloque* T_w . Este tiempo depende de la frecuencia de muestreo y debe ser vuelto a estimar en caso de cambiarla. El tiempo de escritura concurrente, es decir, el tiempo total de ejecución durante las interrupciones, de 512 bytes, hacia la memoria SD debe ser menor a T_w , para conservar la integridad de los datos adquiridos por el

módulo ADC. De otra manera, los datos quedarán sobre escritos en una secuencia errónea. La escritura en memoria se realiza en un periodo medido en múltiplos de ciclos de llenado de buffer. Por ejemplo, si se requieren grabar 3 minutos de datos, el ciclo de grabación estará establecido en el equivalente en tiempo de llenados de buffers. El diagrama de flujo de la rutina de escritura continua del archivo se muestra en la Figura 3.4. La cuenta del tiempo es llevada por un módulo hardware que esta integrado el microcontrolador PIC24FJ64GA02.

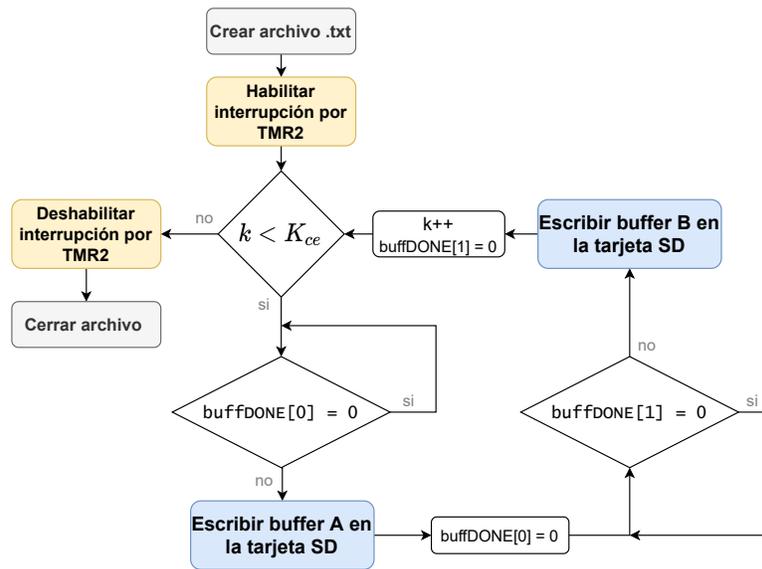


Figura 3.4: Diagrama de flujo de ciclo de adquisición

El archivo generado tiene un formato binario sin compresión de manera que cada byte es directamente almacenado y concatenado uno después del otro. La extensión del archivo añadida es ".dat". Se verificó la integridad de la señal utilizando un generador de funciones con una señal sinusoidal de prueba de 10 kHz y una amplitud de 200 mV más una compensación de 1.6 V.

La fecha del sistema de archivos es tomada utilizando el módulo de tiempo real y calendario del microcontrolador. Este módulo es operado utilizando una biblioteca parcialmente proveída por el mismo fabricante del microcontrolador. Fue necesario completar las declaraciones de varias funciones. Una vez que se escribió el código faltante, se asigna una estampa de tiempo al nombre del archivo creado con el siguiente formato: ADQ_DDMMAA_hhmmss.dat. Estos archivos son convertidos posterior-

mente a una estructura de datos nativa de Matlab o en formato de arreglo de enteros de numpy para Python.

3.2.3. Construcción de un hidrófono de bajo costo

Se probaron varios métodos de fabricación de hidrófonos que utilizaran elementos accesibles en costos y disponibilidad comercial. La mayoría de estos procedimientos resultaron en fallidos o con desempeño inadecuado por lo que fueron descartados. El primer proceso que resultó parcialmente exitoso consistió en llenar un frasco de plástico con aceite mineral en donde el cristal piezoeléctrico se encuentra suspendido en sus cables que son atravesados por un orificio en la tapa del frasco. Posteriormente se selló el espacio entre el orificio y los cables con pegamento epóxico para evitar filtración del aceite hacia el agua. En la Figura 3.5 se muestra el hidrófono terminado junto al primer prototipo del sistema de adquisición. Se muestra también una lectura de un golpe en la mesa de un osciloscopio digital en modo gatillo. Este primer prototipo permitió registrar una serie de sonidos subacuáticos dentro de una alberca durante una prueba. Sin embargo, este hidrófono presentaba fugas de aceite en la rosca lo que lo volvía inadecuado para transportarlo y manejarlo. Esta fuga representaba también un riesgo de contaminación para los cenotes. Otra desventaja notoria era que presentaba un acoplamiento acústico muy débil debida a la relativa rigidez del plástico del frasco y existía una atenuación considerable de las ondas de sonido en el agua.

Un segundo prototipo fue construido aplicando una capa de esmalte acrílico para uñas directamente sobre el cristal piezo-eléctrico. Una ventaja importante de este método de fabricación fue que el tamaño del hidrófono era reducido y de peso ligero lo que lo hacía más fácil de manejar. Este hidrófono funcionó el tiempo suficiente para obtener una serie extensa de grabaciones en una alberca y la primer serie de pruebas en campo que se detallarán en el capítulo siguiente. Aunque este prototipo tuvo un mejor desempeño que el primero, tenía el problema de ser muy frágil a los golpes y requería de aplicar nuevas capas de esmalte con demasiada frecuencia. También presentaba fracturas espontáneas a lo largo de varios días posiblemente debidas al

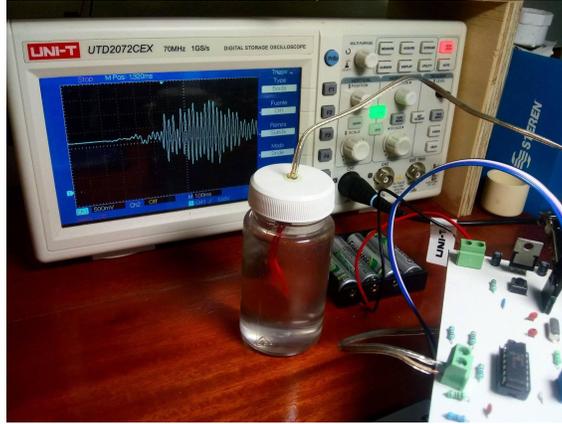


Figura 3.5: Primera versión del hidrófono del sistema de adquisición

clima o cambios de temperatura. La Figura 3.6 muestra una fotografía del segundo prototipo de hidrófono.

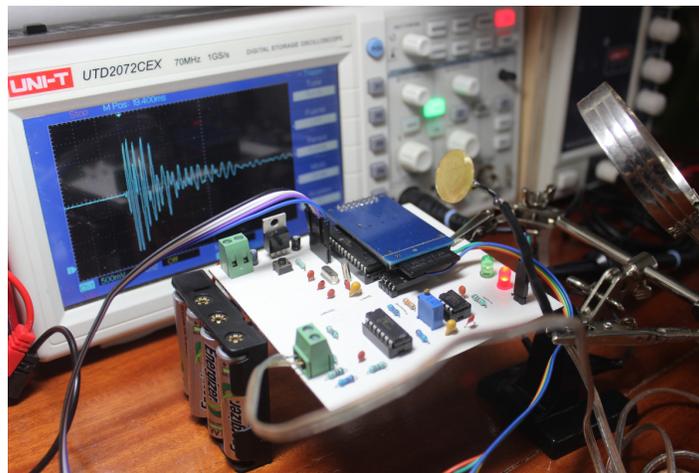


Figura 3.6: Fotografía del segundo prototipo de hidrófono y prototipo de adquisición en el fondo.

El tercer y más exitoso prototipo fue fabricado utilizando un recubrimiento de goma aislante líquida de marca Wurth. Este tipo de recubrimiento resultó robusto y adecuado en sus características impermeables. El buen desempeño de este tipo de hidrófono permitió que el resto de las tomas de datos tuvieran una mejor calidad y robustez. Además, el recubrimiento permitió una operación continua del dispositivo en exteriores. Se adoptó este método de fabricación para la versión final del sistema y

se construyeron tres nuevos hidrófonos. La Figura 3.7 muestra un par de hidrófonos terminados.



Figura 3.7: Hidrófonos de tercera versión con recubrimiento de goma aislante.

3.2.4. Caracterización del cristal piezoeléctrico

El cristal piezoeléctrico utilizado es un modelo comercial de 18 mm de diámetro que puede ser conseguido fácilmente en tiendas en línea. Las especificaciones de los cristales, de acuerdo al vendedor, pueden verse en la Tabla 3.2.

Diámetro	18 mm
Frecuencia de resonancia	4 + 0.5 kHz
Impedancia de resonancia	$Rr \leq 500\Omega$
Capacitancia a 120 Hz	18 +/− 30% nF
Temperatura de operación	-20 a 70 °C

Tabla 3.2: Características del disco piezoeléctrico según el vendedor

Esta información no es suficiente para los propósitos del proyecto, ya que se requiere saber también la respuesta del cristal para todo el intervalo de frecuencias, limitado por la frecuencia de muestreo del sistema y la frecuencia de corte del filtro anti-aliasing. Para obtener la caracterización con el grado de detalle requerido de su

respuesta en frecuencia, se utilizó una bocina y un barrido de frecuencia logarítmico. Este tipo de barrido tiene la ventaja sobre el de tipo lineal en la distribución de las frecuencias en el tiempo. El barrido logarítmico asigna un tiempo proporcional a las frecuencias. Las frecuencias bajas requieren más tiempo para visualizarse de manera completa. La señal de caracterización fue creada con el siguiente código de Matlab:

```

1  %—— Frec de muestreo ——
2  Fs = 48000;
3  Ts = 1/Fs;
4  %—————
5
6  t1 = 1; %tiempo de barrido (1seg)
7  t = 0:Ts:t1;
8  fo = 400; %Frec. inicial
9  f1 = 11000; %Frec. final
10 h = 0.125*chirp(t,fo,t1,f1,'logarithmic');
11
12 %—— Tren de impulsos con T = 2seg ——
13 t2 = 0:Ts:60;
14 N = numel(t2);
15 y = zeros(1,N);
16 for i = 1:N
17     if(~mod(i,2*Fs))
18         y(i) = 1;
19     end
20 end
21
22 %— Tren convolucion con chirp —
23 y = conv(y,h,'same');
24
25 %— Generar archivo WAV
26 filename = 'chirplog_1s.wav';
27 audiowrite(filename,y,Fs);

```

El archivo generado está en formato WAV y tiene una duración total de 60 segundos. Cada barrido tiene una duración de 1 segundo y los barridos periódicos están

separados por un segundo de silencio. La Figura 3.8 muestra un espectrograma que muestra de manera gráfica la distribución de potencia espectral a lo largo del tiempo de barrido.

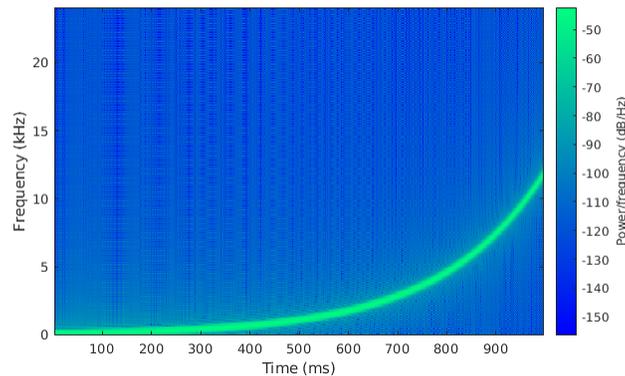


Figura 3.8: Espectrograma del barrido de frecuencia logarítmico.

Este archivo WAV generado fue posteriormente reproducido con una bocina inalámbrica para ser grabado por el sistema de adquisición. El ensamble experimental de caracterización se muestra en la Figura 3.9.



Figura 3.9: Configuración de toma de grabaciones de repuesta a una señal *chirp* con una bocina Bluetooth.

El archivo de sonido adquirido por el sistema de grabación fue posteriormente

procesado en una computadora. Se segmentaron las grabaciones de los barridos y se promediaron para reducir el ruido. A la grabación promediada se le aplicó posteriormente un filtro digital pasa-bajas de orden 10 con una frecuencia de corte de 12 kHz implementado en MATLAB. Se eligió esta frecuencia para eliminar el ruido registrado por el ADC que está por encima del filtro anti-aliasing analógico. La respuesta en tiempo y en frecuencia del cristal piezoeléctrico recubierto con goma aislante (hidrófono) se muestra en la Figura 3.10 en donde se puede apreciar que la respuesta del cristal para cada frecuencia del intervalo no es uniforme. Tomando 3 sigmas por encima de la potencia de ruido como criterio de detección, el intervalo de frecuencias registradas por el hidrófono va de los 558 Hz hasta los 7.9 kHz.

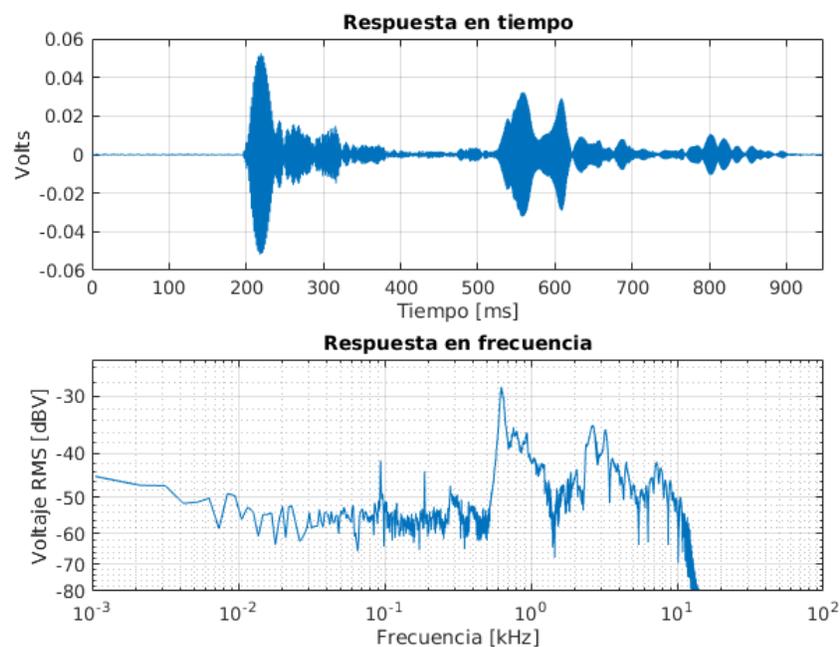


Figura 3.10: Respuesta en tiempo y frecuencia del hidrófono a un barrido logarítmico de 400Hz a 11 kHz.

El último paso de la caracterización consistió en estimar la respuesta al impulso del cristal en dominio del tiempo. Esta respuesta es de gran importancia para la aplicación que se describe, ya que nos indica el comportamiento que tendrá el hidrófono a estímulos impulsivos. Se intentó utilizar el procedimiento descrito en [23]. Este mé-

todo se basa en el hecho de que siendo $X(\omega)$ la transformada de Fourier de la señal de caracterización de entrada y $Y(\omega)$ la transformada de la respuesta de la salida del cristal, entonces la respuesta al impulso en el dominio del tiempo esta dada por:

$$h(t) = \mathcal{F}^{-1} \left\{ \frac{X(\omega)}{Y(\omega)} \right\} \quad (3.1)$$

El resultado de esta operación con los datos experimentales no fue el esperado. Esto podría explicarse por no-linealidades en la naturaleza física del cristal. Por este motivo se intentó obtener una respuesta al impulso de forma directa. La dificultad de este método radica en que requiere de un espacio de ecos mínimos. No se contó con una cámara anecoica sino que grabaron sonidos impulsivos en espacios abiertos. El conjunto de señales de entrada consistió en una serie de golpes entre dos piedras de río a mas de 1.5 metros del hidrófono. Los golpes fueron espaciados por aproximadamente un segundo durante un minuto de grabación. Se eligió este tipo de piedra por sus bordes suavizados. Posteriormente se segmentaron los golpes y se promediaron. El hidrófono se colocó a 1.4 metros del suelo. Debido a que el suelo es la mayor fuente de rebotes, se aplico una ventana gaussiana para disminuir la contribución de los rebotes en la respuesta. La varianza de la ventana se calculó a partir del tiempo que tomaría un rebote desde el suelo hasta el hidrófono. Los resultados se muestran en la Figura 3.11.

Se realizaron pruebas adicionales en las cuales se utilizó la explosión de un globo como fuente de sonido impulsiva. Sin embargo, esta respuesta no se consideró como modelo del hidrófono para las simulaciones ya que esta señal no se pudo utilizar debajo del agua a diferencia de las piedras.

3.3. Simulaciones de propagación acústica en un espacio cerrado

Como se explicó en el capítulo 2.3, se utilizó el modulo de Python PyRoomAcoustics que consiste en rutinas computacionales que simulan la propagación de una o

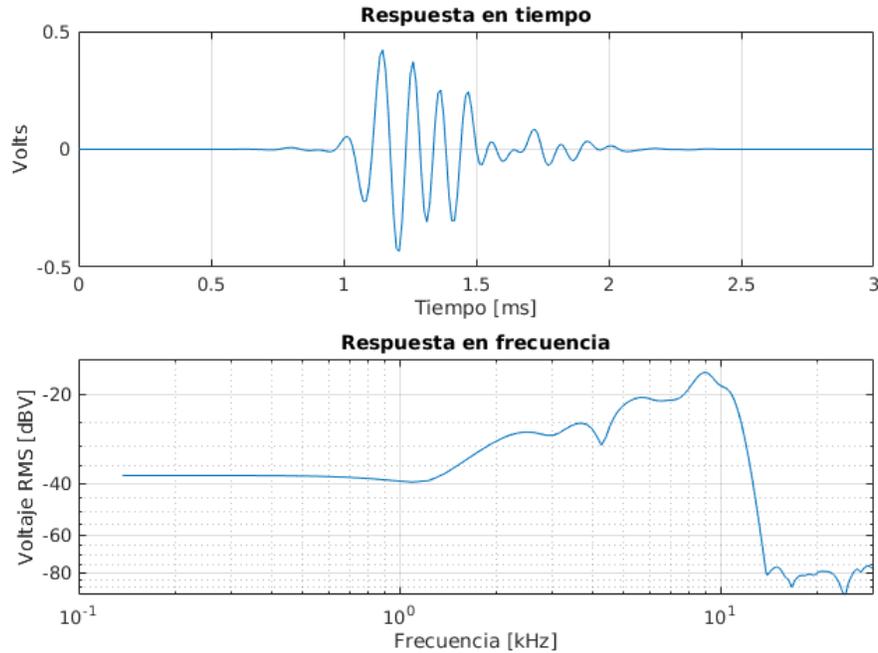


Figura 3.11: Resultado de toma de impulsos acústicos hechos mediante choques de piedras.

varias fuentes arbitrarias de sonido dentro de un espacio cerrado. Estas simulaciones se realizan con el objetivo de disponer de una base de datos que consista de grabaciones de impulsos acústicos en habitaciones cerradas llenas de agua. Estas grabaciones simuladas nos permiten establecer un punto de comparación y validación de las grabaciones reales. Una razón adicional de la ejecución de estas pruebas es la de poder establecer características que permitan estimar algún atributo de la habitación en futuros trabajos. La Figura 3.12 muestra un diagrama con el proceso de construcción del conjunto de datos simulados.

3.3.1. Construcción de habitación

El primer paso en este procedimiento consiste en la creación de un modelo de caja 3D. La biblioteca de simulación permite elegir libremente las dimensiones de una habitación con forma de caja pasando como argumento un vector de 3 elementos que corresponden a las dimensiones $[x, y, z]$. Para el caso de las simulaciones que serán

3.3. SIMULACIONES DE PROPAGACIÓN ACÚSTICA EN UN ESPACIO CERRADO⁴³

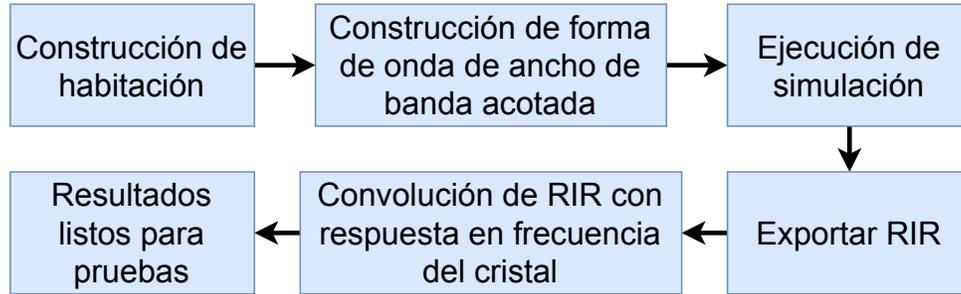


Figura 3.12: Proceso de obtención de datos simulados.

utilizadas como comparativa con las mediciones experimentales, estas se eligen con los mismas dimensiones de la alberca en donde se realizaron las primeras pruebas experimentales:

- Largo: 8 metros.
- Ancho: 5 metros.
- Profundidad: 1.6 metros.

La Figura 3.13 muestra un diagrama con la distribución de la fuente de sonido impulsiva y el punto de registro (hidrófono). La dimensión de profundidad no se muestra en el diagrama. Tanto el hidrófono como la fuente de sonido se fijaron a aproximadamente a 80 cm del fondo de la alberca.

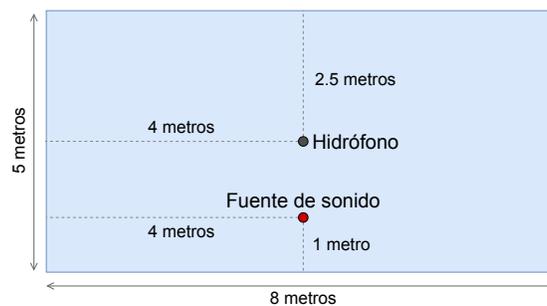


Figura 3.13: Ubicaciones del hidrófono y la fuente de sonido impulsiva

3.3.2. Construcción de forma de onda

Como se explicó en la sección 3.1, se estableció como requisito de diseño que la frecuencia de corte del filtro pasa-bajas analógico que precede al módulo de conversión analógico-digital sea de 12 kHz. Por lo tanto, el audio de prueba que se utiliza en la simulaciones consiste en una señal Sinc con un ancho de banda de 12 kHz, la actual actúa como señal de aproximación al impulso para un ancho de banda restringido. Una manera alternativa de definir esta señal es como un impulso ideal al que se le ha aplicado un filtro pasabajas. La transformada de Fourier de una señal Sinc se muestra en la Ec. 3.2.

$$\mathcal{F}\{Sinc(Bt)\} = \frac{\pi}{B} rect\left(\frac{\omega}{2B}\right) \quad (3.2)$$

El parámetro de frecuencia B nos permite tener control del ancho de banda de la señal en el dominio de la frecuencia. Es importante hacer el recordatorio de que en el caso de las señales discretas, este ancho de banda no está definido por una función *rect* perfecta sino que aparece una distorsión suavizada en los bordes. Este pulso es creado con el siguiente script de Matlab:

```

1 Fs = 96000;
2 Ts = 1/Fs;
3
4 F = 12000/pi; %Escalamiento agregado debido a la manera en que
5             %Matlab implementa la funcion
6 T = 1/F;
7 K = 2;
8
9 t = -K*T:Ts:K*T;
10 ysinc = 0.5*sinc(2*pi*F*t);
11
12 filename = 'sinc.wav';
13 audiowrite(filename,y,Fs);

```

El archivo resultante está en formato WAV (*Waveform Audio File*) y es cargado posteriormente desde el código de la simulación. Se utiliza este formato ya que está

soportado por el módulo de simulación. En este punto es importante mencionar que en caso de que se requiriera reproducir esta señal de caracterización en un entorno físico utilizando una bocina, sería necesario considerar la máxima tasa de muestreo soportado por el dispositivo de reproducción y diseñar la forma de onda especialmente para las características de la bocina o elemento transductor. Este procedimiento se consideró en una etapa inicial del desarrollo de la tesis pero se descartó debido a resultados insatisfactorios con los elementos de reproducción. Como nota adicional, esto podría realizarse utilizando hidrófonos activos especialmente diseñados para enviar y recibir señales de audio.

3.3.3. Ejecución de simulación y obtención de RIR

Siguiendo el método descrito en la sección 2.3, se obtiene la respuesta de habitación al impulso mediante una simulación basada en imágenes de la habitación sumergida con las dimensiones elegidas. La gráfica de la respuesta obtenida por la simulación se muestra en la Figura 3.14.

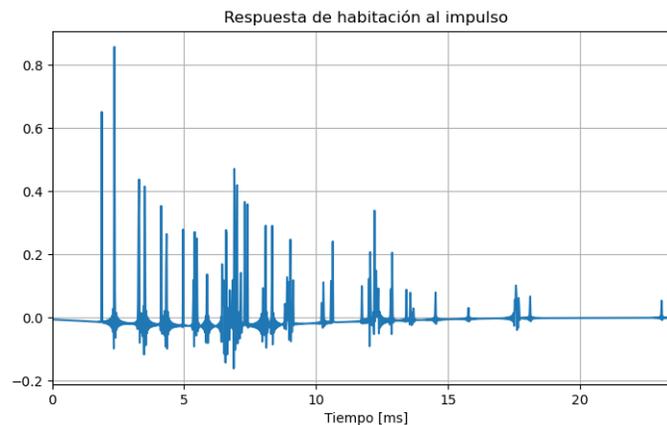


Figura 3.14: Respuesta de habitación al impulso de una cavidad de $8m \times 5m \times 1.6m$.

Este tipo de respuesta es muy difícil de obtener directamente de forma experimental ya que requería de un dispositivo que agregara muy poca distorsión a la señal acústica de entrada. Hasta ahora aún no se han considerado la distorsión provocada por el dispositivo de grabación que, en el caso del proyecto que se documenta, está

utilizando un cristal piezoeléctrico para convertir las variaciones de presión en el agua en una señal eléctrica. Considerando lo anterior, el siguiente paso tomó en cuenta la caracterización de la respuesta en frecuencia del cristal descrita en secciones anteriores. Después se convoluciona con las respuestas de habitación al impulso generadas por la simulación y así se obtiene una serie de datos que pueden ser comparados con los datos obtenidos experimentalmente con el dispositivo de adquisición.

3.3.4. Convolución entre RIR y respuesta en frecuencia del cristal piezoeléctrico

Se utilizó el modelo de respuesta al impulso para el hidrófono obtenida por el proceso de caracterización descrito en la sección 3.2.4 El tren de impulsos resultantes de las simulaciones son convolucionadas por esta respuesta. La convolución de los resultados mostrados anteriormente en la Figura 3.14 con la respuesta al impulso del hidrófono se muestran en la Figura 3.15.

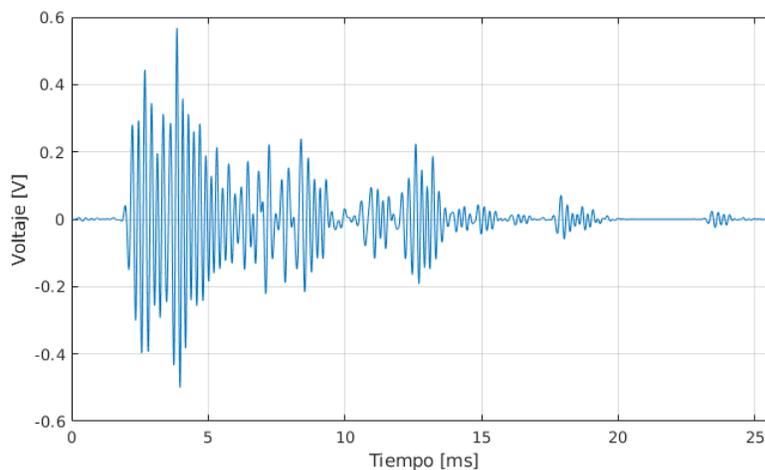


Figura 3.15: Simulación de un pulso acústico dentro la misma habitación sumergida [8,6,1.7] metros.

3.3.5. Estimación de la respuesta de habitación al impulso

Un método simple que permite obtener una primera aproximación a la forma de la respuesta de habitación al impulso consiste en obtener el valor cuadrático medio (RMS) y posteriormente aplicar filtro pasa-bajas para reducir las variaciones de alta frecuencia. Finalmente se obtienen máximos locales como aproximación a la respuesta al impulso.

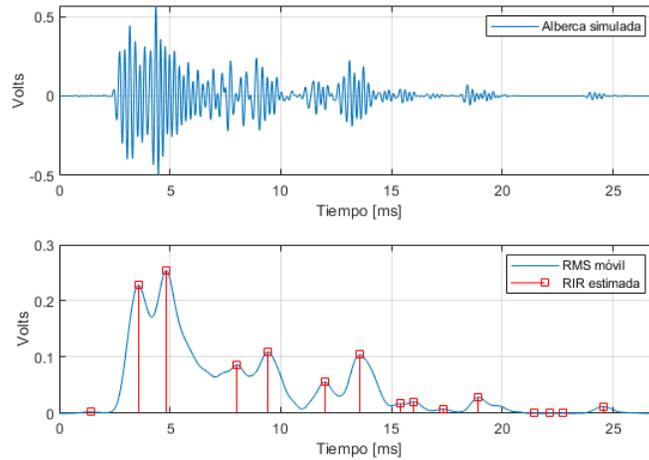


Figura 3.16: Estimación de la respuesta de habitación al impulso.

3.3.6. Espectrograma y características tiempo-frecuencia

Se ha elegido utilizar un espacio de tiempo y frecuencia para el análisis de las señales de ecos. Este enfoque tiene las siguientes ventajas:

- El ruido se distribuye a lo largo de todo el rango de frecuencias de la señal adquirida, mientras que las señales de interés tienden a agruparse en intervalos definidos. Esto mejora la razón señal a ruido en el espacio de frecuencia.
- Al computar el espectro en ventanas cortas, es posible identificar eventos a lo largo del tiempo lo cual permite caracterizar transientes.

El espacio de tiempo frecuencia tiene una desventaja importante:

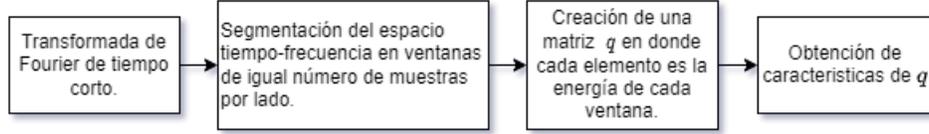


Figura 3.17: Proceso de generación de subespacio de tiempo-frecuencia para extracción de características.

- Existe un costo asociado al incremento de la resolución de tiempo o frecuencia. Si aumenta la resolución en tiempo, disminuye la resolución en frecuencia y viceversa.

La metodología elegida está basada en [42]. El primer paso consiste en tomar la transformada de Fourier de tiempo corto a cada una de la grabaciones de ecos. Esta transformada retorna una matriz s de números complejos en donde las columnas representan la transformada de Fourier de una ventana de tiempo y las filas representan los cambios a lo largo del tiempo para una frecuencia discreta. El siguiente paso es dividir el espectrograma en regiones con el mismo número de muestras por lado como se muestra en la Figura 3.18. Sea $E_{total} = \sum_{i=1}^{N_f} \sum_{j=1}^{N_t} |s_{i,j}|^2$, se crea una nueva una matriz q en la que cada uno de sus elementos representa la integral de la densidad de potencia a lo largo del tiempo y la frecuencia de cada una de las ventanas tiempo-frecuencia normalizada por E_{total} . Finalmente, se toman las siguientes 15 características escalares:

Entropía de energía-tiempo-frecuencia

La entropía espectral es una característica que permite señalar segmentos de una serie de tiempo que contengan patrones y ha sido una herramienta que da buenos resultados en señales ruidosas [24] [25]. La Ec. 3.3 calcula la entropía de la energía en tiempo frecuencia a lo largo de toda la matriz q .

$$h(q) = - \sum_{i=1}^{N_f} \sum_{j=1}^{N_t} q_{ij} \ln(q_{ij}) \quad (3.3)$$

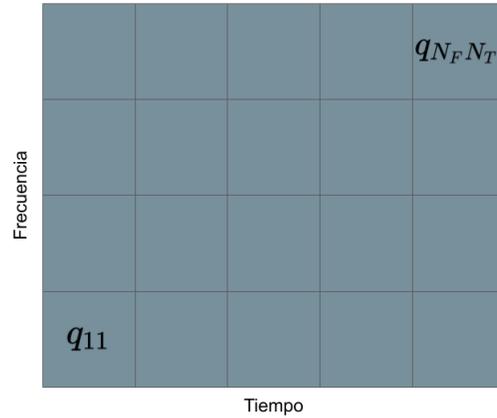


Figura 3.18: División del espectrograma s en regiones para crear la matriz de energía tiempo-frecuencia q

Entropía de distribución energía en el tiempo

La distribución de energía a lo largo del tiempo q^T se calcula acumulando las columnas de la matriz de energía-tiempo-frecuencia q . La entropía de esta distribución se calcula en la Eq. 3.4.

$$h_t(q) = - \sum_{i=1}^{N_t} q_i^T \ln(q_i^T) \quad (3.4)$$

Entropía de distribución energía en la frecuencia

La distribución de energía a lo largo de la frecuencia q^F se calcula acumulando las filas de la matriz de energía-tiempo-frecuencia q . La entropía de esta distribución se calcula en la Eq. 3.5.

$$h_f(q) = - \sum_{i=1}^{N_f} q_i^F \ln(q_i^F) \quad (3.5)$$

Centro de energía-tiempo-frecuencia

Esta característica se interpreta como el promedio de los índices ponderado por la potencia normalizada a lo largo del tiempo y la frecuencia. Físicamente nos indica

el punto en el plano energía-tiempo-frecuencia en donde la energía espectral está más cargada.

$$c_{tf}(q) = \sum_{i=1}^{N_f} \sum_{j=1}^{N_t} i \cdot j \cdot q_{ij} \quad (3.6)$$

Centro de distribución de energía en el tiempo

El centro de distribución de energía en el tiempo se calcula como el promedio ponderado de los índices del vector q^T .

$$c_t(q) = \sum_{i=1}^{N_t} i \cdot q_i^T \quad (3.7)$$

Centro de distribución de energía en el frecuencia

El centro de distribución de energía en la frecuencia se calcula como el promedio ponderado de los índices del vector q^F .

$$c_f(q) = \sum_{i=1}^{N_f} i \cdot q_i^F \quad (3.8)$$

Desviación estándar de energía en tiempo-frecuencia

La desviación estándar tiempo-espectral permite caracterizar cambios en la dispersión de las componentes de frecuencia de una señal. Para el espacio q se calcula como se muestra Ec. 3.9.

$$STD(q) = \sqrt{E(q - \mu_q)} \quad (3.9)$$

Desviación estándar de energía en el tiempo

Desviación estándar del vector q^T .

$$STD_T(q) = \sqrt{E(q^T - \mu_T)} \quad (3.10)$$

Desviación estándar de energía en la frecuencia

Desviación estándar del vector q^F .

$$STD_F(q) = \sqrt{E(q^F - \mu_F)} \quad (3.11)$$

Curtosis de energía-tiempo-frecuencia

La curtosis es un momento estadístico de orden superior que permite caracterizar las colas de una distribución. Esta métrica ha sido utilizada con buenos resultados en el análisis y detección de señales ruidosas [26] [27]. La curtosis de energía-tiempo-frecuencia se calcula como se muestra en la Ec. 3.12.

$$k(q) = \frac{E(q - \mu)^4}{\sigma^4} \quad (3.12)$$

Curtosis de distribución energía-tiempo

Curtosis del vector q^T .

$$k_t(q) = \frac{E(q^T - \mu)^4}{\sigma^4} \quad (3.13)$$

Curtosis de distribución energía-frecuencia

Curtosis del vector q^F .

$$k_f(q) = \frac{E(q^F - \mu)^4}{\sigma^4} \quad (3.14)$$

Oblicuidad de la energía en tiempo-frecuencia

La oblicuidad es un momento estadístico que mide la asimetría de una distribución con respecto a la media:

- Oblicuidad = 0 : distribución simétrica
- Oblicuidad mayor a 0: mayor energía hacia la izquierda de la media
- Oblicuidad menor a 0: mayor energía a la derecha de la media.

La oblicuidad de la matriz de distribución de energía en tiempo-frecuencia se calcula con la Ec. 3.15.

$$SKE(q) = \frac{E(q - \mu_q)^3}{\sigma_q^3} \quad (3.15)$$

Oblicuidad de distribución energía-tiempo

La oblicuidad del vector de distribución de energía a lo largo del tiempo se calcula con la Ec. 3.16.

$$SKE_T(q) = \frac{E(q^T - \mu_T)^3}{\sigma_T^3} \quad (3.16)$$

donde μ_T y σ_T son la media y la desviación estándar del vector q^T .

Oblicuidad de distribución energía-frecuencia

Oblicuidad del vector q^F .

$$SKE_F(q) = \frac{E(q^F - \mu_F)^3}{\sigma_F^3} \quad (3.17)$$

donde μ_F y σ_F son la media y la desviación estándar del vector q^F .

Características de tiempo frecuencia de la señal de ecos en la alberca simulada

La Figura 3.19 muestra el espectrograma de la señal simulada descrita en la Sección 3.3.4. Se ha restringido el rango de frecuencias a la banda acotada por el ancho de banda del cristal piezoeléctrico. Los valores numéricos del conjunto seleccionado de características se muestran en la Tabla 3.3.

3.3.7. Toma de datos en alberca

Se utilizó la última versión del dispositivo de adquisición para grabar una serie de eventos impulsivos. Para la generación de dichos eventos se utilizaron las mismas piedras de río mencionadas en la Sección 3.2.4 con la configuración hidrófono-fuente

Características	Descripción	Valor
$h(q)$	Entropía de energía-tiempo-frecuencia	1.2889
$h_t(q)$	Entropía de energía-tiempo	2.8480
$h_f(q)$	Entropía de energía-frecuencia	2.75
c_{tf}	Centro de energía-tiempo-frecuencia	27.9
c_t	Centro de energía-tiempo	6.0139
c_f	Centro de energía-frecuencia	4.6828
$STD(q)$	Desviación estándar de energía-tiempo-frecuencia	0.0166
$STD_T(q)$	Desviación estándar de energía-tiempo	0.0689
$STD_F(q)$	Desviación estándar de energía-frecuencia	0.1793
$k(q)$	Curtosis de energía-tiempo-frecuencia	43.0889
$k_t(q)$	Curtosis de energía-tiempo	7.0764
$k_f(q)$	Curtosis de energía-frecuencia	3.5019
$SKE(q)$	Oblicuidad de energía-tiempo-frecuencia	5.9652
$SKE_T(q)$	Oblicuidad de energía-tiempo	2.3036
$SKE_F(q)$	Oblicuidad de energía-frecuencia	1.3485

Tabla 3.3: Tabla características de la señal de ecos de la alberca simulada.

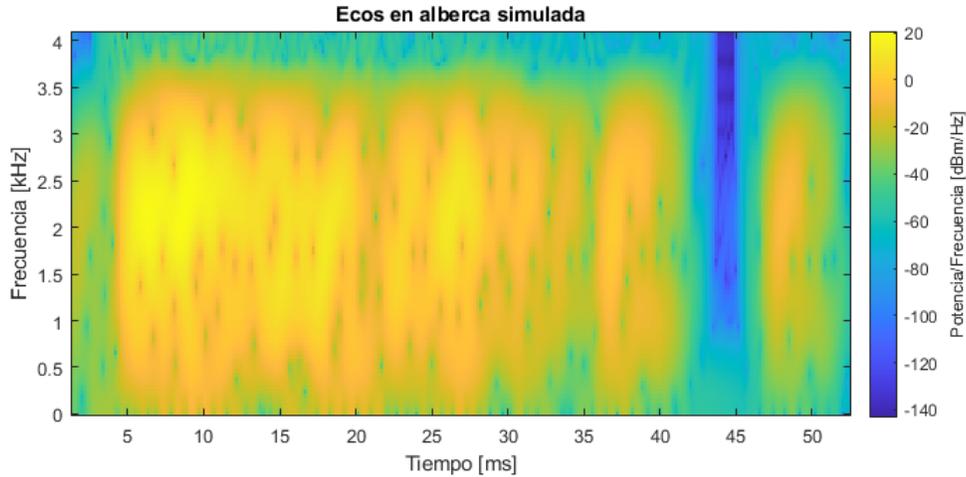


Figura 3.19: Espectrograma de la señal de ecos en una alberca generada por simulación.

mostrada en la Figura 3.13. La alberca física tiene las mismas dimensiones que la alberca de la simulación. La duración de la grabación fue de un minuto durante el cual se tomaron cerca de 70 impulsos.

Acondicionamiento digital de señal

Las grabaciones crudas son leídas desde los archivos con extensión `.dat` como una lectura binaria. Dado que estos archivos carecen de cabeceras, no hace falta saltar líneas en el archivo. La carga del archivo se realiza en MATLAB con las siguientes líneas:

```
1 fileID = fopen('Datos/Alberca/ADQ_113000_302723.dat');
2 A = fread(fileID, Inf, 'int16');
3 fclose(fileID);
```

El primer paso en la limpieza de los datos adquiridos por el sistema consiste en aplicar un filtro de identificación de elementos atípicos de Hampel para eliminar los picos abruptos en algunas muestras. Se eligió este tipo de filtrado por tener menor distorsión de la señal en comparación con el filtrado de mediana [28]. Debido al ruido de conmutación provocado por la comunicación entre el microcontrolador y el módulo de memoria SD es necesario aplicar un filtro pasa-banda con frecuencias de paso $f_{HP} = 550$ Hz y $f_{LP} = 10$ kHz. En la Figura 3.20 se muestran 4 de los impulsos grabados

con el sistema de adquisición con el filtrado aplicado.

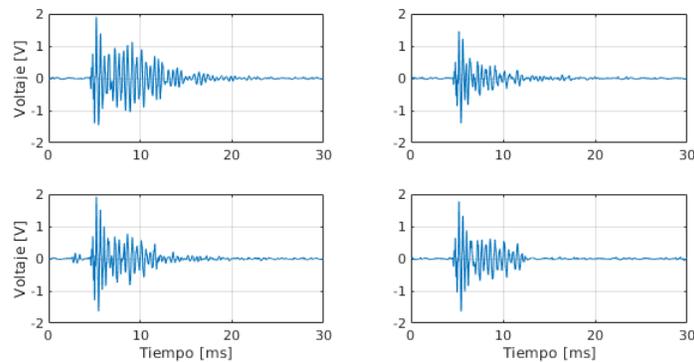


Figura 3.20: Cuatro de las grabaciones de impulsos acústicos grabados por el hidrófono en una alberca.

Promediado de grabaciones

sec:PromediadoGrabaciones

A partir del conjunto de grabaciones tomadas se generó una señal promedio para poder reducir las variaciones inherentes al proceso de generación de sonido manual. Para garantizar la coherencia entre las señales antes de obtener el promedio, se realizó un proceso de alineamiento que consistió en tomar la primera grabación como referencia y se calcula la correlación cruzada con cada una de las grabaciones siguientes. Posteriormente se eligió el índice con el valor de correlación más alta como punto de alineación. Este procedimiento se describe en el siguiente segmento de código de Matlab:

```

1 xSum = xReff;    % Acumulador de muestras
2 validCorrs = 0; % Contador de corr. validas
3 MaximosCorr = zeros(2, Npicos);
4
5 for i = 2:Npicos-1 % Iteracion de correlaciones
6     xDesalineada = MatrizPicos(i, :);
7     [corrs, lag] = xcorr(xReff, xDesalineada);
8     [maxVal, indx] = max(corrs);

```

```

9   nMax = lag(indx);
10  MaximosCorr(:, i) = [maxVal, nMax];
11  end
12
13  % 50-percentil como criterio
14  Umbral = prctile(MaximosCorr(1,:), 50)
15
16  for i = 2:Npico-1 % Iteracion de acumulacion
17      xDesalineada = MatrizPicos(i,:);
18      if MaximosCorr(1,i) > Umbral
19          validCorrs = validCorrs + 1;
20          Temp = zeros(size(xDesalineada));
21
22          nMax = MaximosCorr(1,i);
23
24          if nMax > 0
25              Temp(nMax+1:end) = xDesalineada(1:end-nMax);
26          else
27              Temp(1:end+nMax) = xDesalineada(-nMax+1:end);
28          end
29
30          xSum = xSum + Temp;
31
32      end
33  end
34

```

La señal resultante del promedio de las señales alineadas se muestra en la Figura 3.21. Es importante hacer notar que el hidrófono no tiene la misma sensibilidad a lo largo de todas las direcciones sino que está concentrada en dos lóbulos alineados en las direcciones de las caras del disco piezoeléctrico, por lo que se espera que haya ecos que no sean captados con la misma intensidad si llegan desde los puntos ciegos del hidrófono. Para la toma de impulsos el hidrófono fue apuntado en dirección de la fuente de sonido.

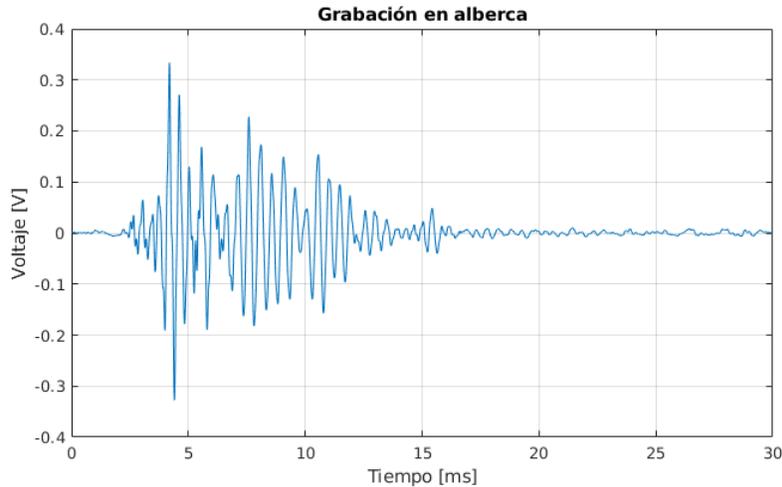


Figura 3.21: Señal de rebotes de un impulso acústico en una alberca obtenida al promediar el conjunto de señales grabadas, alineándolas y eligiendo aquellas con alta correlación entre ellas.

Estimación de la respuesta de habitación al impulso

Siguiendo el proceso de la Sec. 3.3.5 se obtuvo una estimación de la respuesta de habitación al impulso utilizando un filtro RMS. Para comparar con la estimación de la grabación de ecos simulada, se normalizaron las amplitudes de las grabaciones en el dominio del tiempo. La comparación entre las estimaciones se muestra en la Figura 3.22.

Espectrograma y características tiempo-frecuencia de la grabación real

Siguiendo el mismo procedimiento de caracterización descrito en la Sección 3.3.6 se obtuvieron el espectrograma que se muestran en la Figura 3.23 y el conjunto de características se muestran en la Tabla 3.4.

3.4. Toma de datos en un cenote

Las grabaciones de audio subacuático en un ambiente natural fueron tomadas en el cenote Chen-Ha ubicado en la comisaría de Dzityá, Yucatán en las coordenadas (21.067328783130304, -89.69161269697192). Se eligió este cenote en particular debido

Características	Descripción	Valor
$h(q)$	Entropía de energía-tiempo-frecuencia	0.8091
$h_t(q)$	Entropía de energía-tiempo	2.2781
$h_f(q)$	Entropía de energía-frecuencia	2.8454
c_{tf}	Centro de energía-tiempo-frecuencia	20.0306
c_t	Centro de energía-tiempo	7.5188
c_f	Centro de energía-frecuencia	2.7283
$STD(q)$	Desviación estándar de energía-tiempo-frecuencia	0.0112
$STD_T(q)$	Desviación estándar de energía-tiempo	0.0531
$STD_F(q)$	Desviación estándar de energía-frecuencia	0.1756
$k(q)$	Curtosis de energía-tiempo-frecuencia	50.0579
$k_t(q)$	Curtosis de energía-tiempo	6.4925
$k_f(q)$	Curtosis de energía-frecuencia	3.9639
$SKE(q)$	Oblicuidad de energía-tiempo-frecuencia	6.3206
$SKE_T(q)$	Oblicuidad de energía-tiempo	2.0586
$SKE_F(q)$	Oblicuidad de energía-frecuencia	1.6766

Tabla 3.4: Tabla características de la señal de ecos de la alberca real.

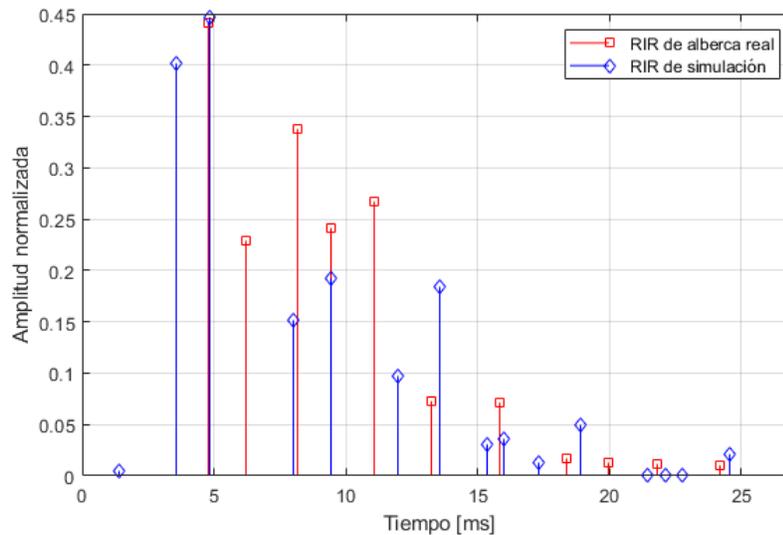


Figura 3.22: Comparación entre las estimaciones de respuesta al impulso. Azul: Respuesta de la alberca simulada. Rojo: Respuesta de la alberca real.

a que está localizado en un terreno de acceso público y tiene características morfológicas que facilitan la toma de datos. El espejo agua en este cenote es accesible directamente desde la superficie. La Figura 3.24 muestra una imagen satelital del cenote Chen-Ha en la que se ha colocado un diagrama de los cuerpos de agua visibles desde la superficie.

Es importante recalcar que el cenote Chen-Ha se extiende por debajo de la superficie y que todos los cuerpos de agua visibles desde la superficie forman en realidad un mismo cuerpo de agua. El cuerpo de agua más pequeño que aparece en la Figura 3.24 es una pequeña abertura en la que es fácil colocar una vara para crear un punto de apoyo para el cable del hidrófono y el sonido puede viajar libremente desde y hacia las paredes de la estructura sumergida. El segundo cuerpo en tamaño es una poza de tamaño mediano que se conecta al resto de la estructura mediante un túnel natural. Otra observación importante es que la forma de los cuerpos de agua observados dependen del nivel de agua. El diagrama mostrado es visible solo durante la estación seca. Durante la estación de lluvias se observan únicamente dos cuerpos de agua debido al aumento del nivel del agua.

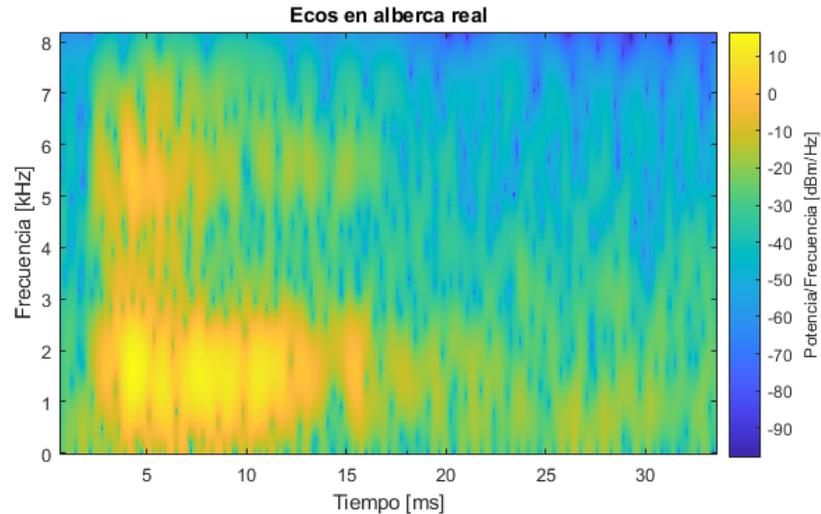


Figura 3.23: Espectrograma de la señal de ecos en una alberca real.

Los datos experimentales de campo fueron tomados entre marzo y abril del 2021. La Figura 3.25 muestra un diagrama en donde se han marcado los puntos de referencia utilizados en las tomas de datos. El uso de los puntos como origen de impulso acústico o locación de hidrófono es especificado los títulos de las gráficas.

3.4.1. Primera toma de audios

La primera serie de datos se tomaron utilizando la segunda versión del sistema de adquisición. Fueron tomados en la mañana del 20 de febrero de 2021. El hidrófono utilizado fue del tipo que utilizó recubrimiento de esmalte acrílico como aislante. Se utilizaron golpes entre dos piedras de río como fuente de sonido impulsiva. La Figura 3.26 muestra una fotografía en donde se está instalando el sistema de adquisición en el punto $p1$. Un problema que se tuvo durante esta primera serie de pruebas fue que el cable del hidrófono y las de alimentación se desconectaban con frecuencia de las terminales de tornillos debido al movimiento. Por esta razón se sustituyeron todas estas terminales por un plug y jack de audio y un plug y jack de alimentación DC respectivamente en la siguiente versión del sistema. Otro problema fue que la longitud del hidrófono no era suficiente para medir desde ciertos puntos por lo que también fue modificada para la versión siguiente. Era necesario secarse las manos continuamente

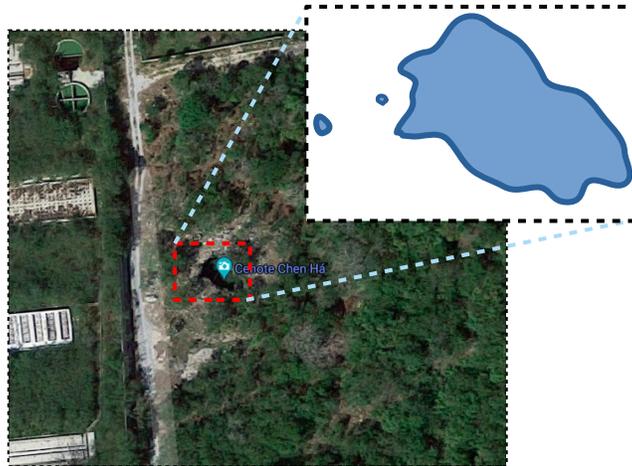


Figura 3.24: cenote

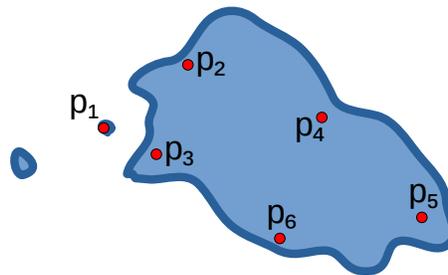


Figura 3.25: Puntos de referencia en el cenote Chen-Ha.

para evitar que el agua dañara al circuito impreso. Se ha considerado construir un encapsulado a prueba de agua que vuelva segura la manipulación del equipo en este tipo de entornos. En lo que concierne a las grabaciones, estas se tomaron de manera exitosa.

Generación de impulsos

Los impulsos de caracterización para esta serie de pruebas fueron generados mediante el choque de dos piedras de río. Los choques se realizaban manualmente desde la orilla del cenote sumergiendo las piedras pocos centímetros por debajo de la superficie. En la Figura 3.27 se muestran los impulsos segmentados realizados desde el punto p_1 y recibidos por el hidrófono en el punto p_2 . Se obtuvo una respuesta pro-



Figura 3.26: Toma de datos cerca del punto p_1 . El nivel del agua en ese día era inusualmente alto por lo que casi toda la cuenca del cenote estaba llena.

medio utilizando el mismo procedimiento descrito en la sección ???. La señal filtrada y promediada resultante se muestra en la Figura 3.28.

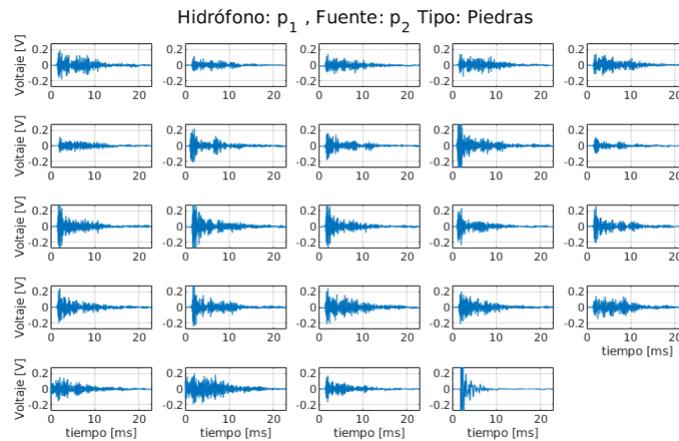


Figura 3.27: Eventos impulsivos de choques de piedras grabados desde el punto p_1 y emitidos desde p_2 .

De manera adicional, se realizaron pruebas en donde se utilizaba como fuente de ruido golpes de ramas en la superficie del agua en el punto p_5 y el punto p_6 sin embargo el sistema no fue capaz de detectarlos de manera significativa. También se intentó tomar audio en donde se arrojaron cerca de una decena de piedras hacía el cenote. Esta prueba también fue fallida ya que el sonido del impacto de las piedras

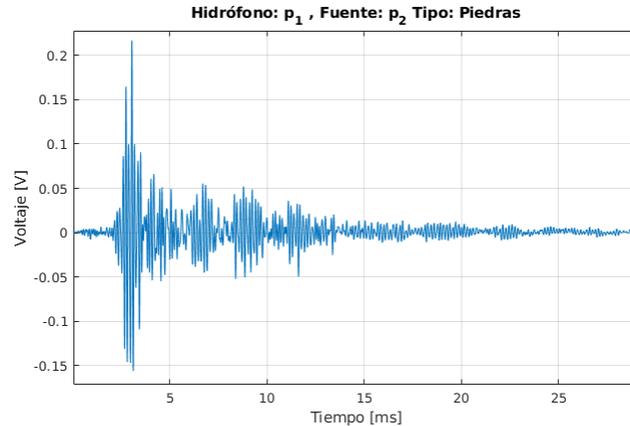


Figura 3.28: Señal promediada de eventos impulsivos de choques de piedras grabados desde el punto p_1 y emitidos desde p_2 .

en el agua era apenas detectado por el hidrófono. Tomando de referencia el modelo de caracterización de la respuesta en frecuencia del hidrófono se puede especular que las fallas en las pruebas anteriormente mencionadas fueron debidas a que estas actividades producen sonido de componentes de baja frecuencia que se encuentran fuera del rango detectable por el hidrófono.

3.4.2. Segunda toma de audios

La segunda toma de datos de audio subacuático se realizó el 27 de marzo de 2021. No se registraron lluvias durante los meses anteriores por lo que el nivel de agua era más bajo que el observado durante la toma de datos realizada dos meses antes. En esa ocasión la forma de los espejos de agua se ajustó al diagrama mostrado en la Figura 3.25. Esto facilitó el movimiento entre los puntos de referencia. Se contó con la segunda versión del sistema de adquisición además de la versión del hidrófono que utilizó la goma aislante líquida. En la Figura 3.30 se muestran las grabaciones de todos los impulsos generados desde el punto p_1 y registrados desde el mismo punto p_1 a una profundidad de aproximadamente 3 metros. A este conjunto de señales se les aplicó el mismo procedimiento de alineación por correlación y promediado. El resultado se muestra en la Figura 3.31.

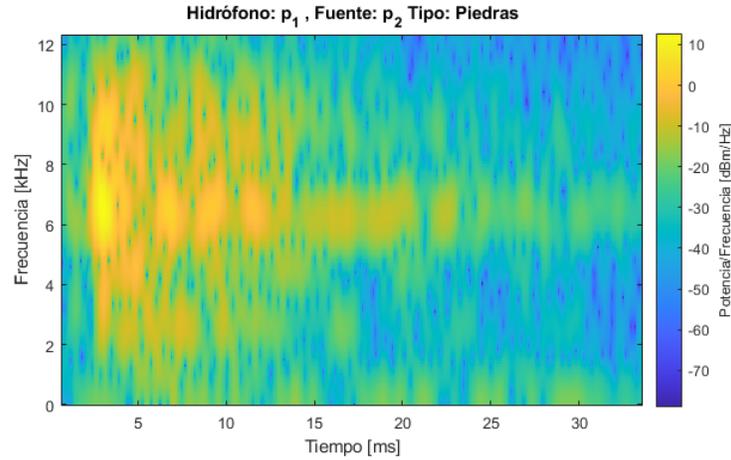


Figura 3.29: Espectrograma de la grabación de impulsos generados en el punto p_2 y grabados desde p_1 en febrero de 2021.

3.4.3. Tercera toma de audios

La tercera toma de datos se realizó el 24 de abril de 2021 utilizando el hidrófono de recubrimiento de aislante líquido y la versión más reciente del sistema de adquisición. El nivel de agua se encontraba algunos centímetros más bajo que durante la segunda toma de datos en abril. La Figura 3.34 muestra un conjunto de eventos impulsivos generados mediante el choque de piedras en el punto p_3 y grabadas con el hidrófono colocado en el punto p_1 . La Figura 3.35 muestra el promedio de el mismo conjunto de señales alineadas mediante correlación cruzada.

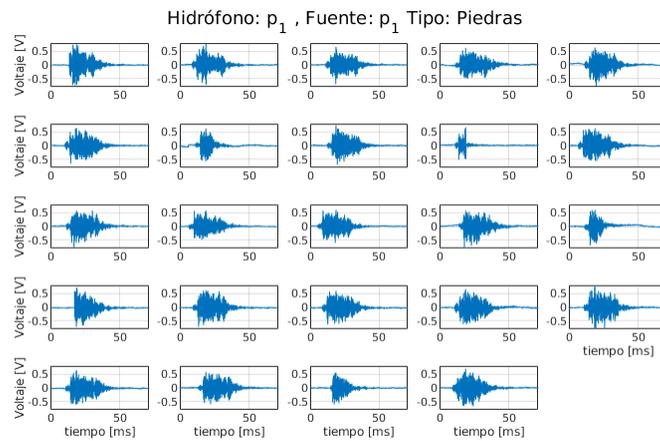


Figura 3.30: Eventos impulsivos de choques de piedras grabados y emitidos desde el punto p_1 el 27 de marzo de 2021. El hidrófono se encontraba a una profundidad de aproximadamente 3 metros.

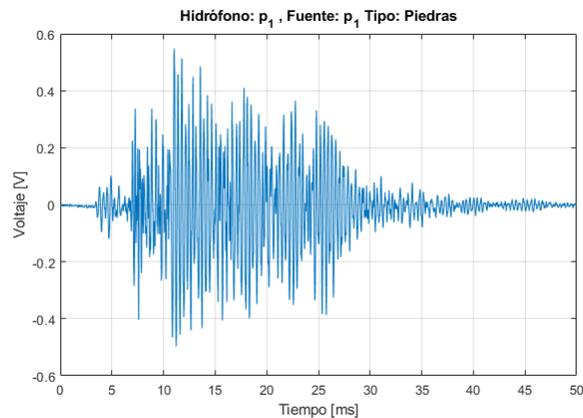


Figura 3.31: Señal promediada sobre múltiples choques de piedras grabados y emitidos en el punto p_1 .

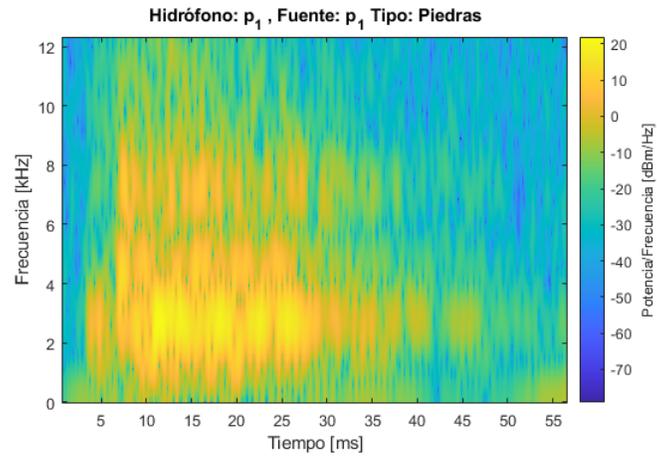


Figura 3.32: Espectrograma de la grabación de impulsos generados en el punto p_1 y grabados desde p_2 en marzo de 2021.



Figura 3.33: Fotografía de la toma de datos del 24 de abril de 2021 en el punto p_3 .

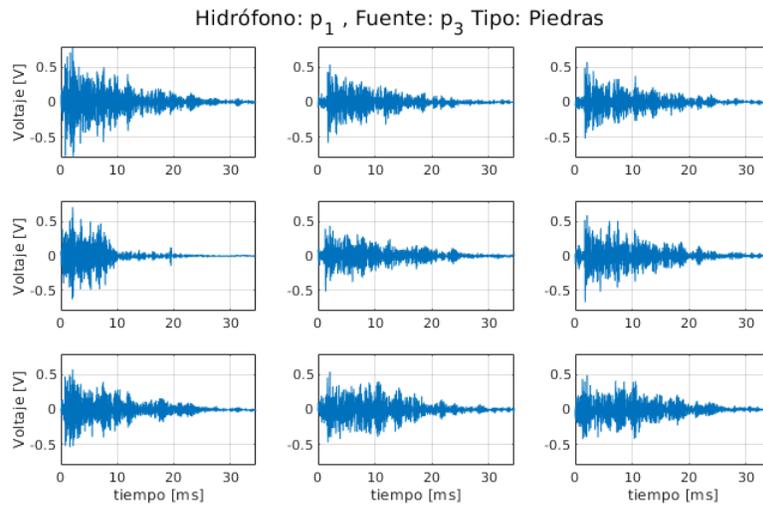


Figura 3.34: Eventos impulsivos de choques de piedras grabados el 24 de abril de 2021 desde el punto p_1 y emitidos desde p_3 .

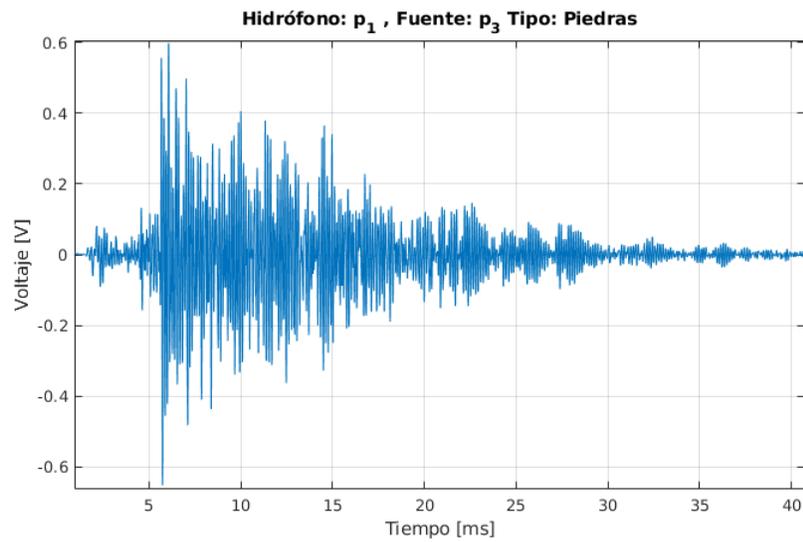


Figura 3.35: Promedio de eventos impulsivos de choques de piedras grabados el 24 de abril de 2021 desde el punto p_1 y emitidos desde p_3 .

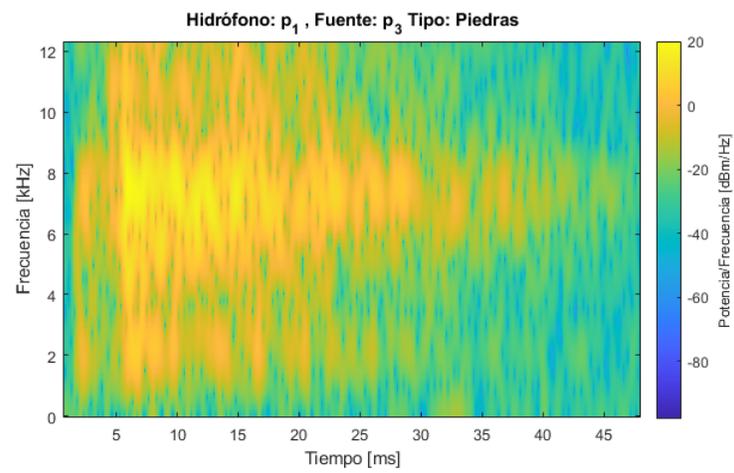


Figura 3.36: Espectrograma de la grabación de impulsos generados en el punto p_3 y grabados desde p_1 en Abril de 2021.

4 Resultados y discusión

4.1. Resultados para el objetivo general

En el capítulo 1 se estableció como objetivo general el definir y evaluar un prototipo electrónico para la adquisición de señales acústicas subacuáticas y analizar las señales obtenidas, con las cuales caracterizar entornos cerrados sumergidos a través de su respuesta de habitación al impulso. Esto se logró definiendo los requerimientos de un dispositivo de adquisición de señales acústicas subacuáticas que serían necesarios para una futura aplicación para la caracterización de cavernas sumergidas en la región de la península de Yucatán. Posteriormente se hizo una búsqueda de dispositivos existentes cuya función se acercara a las definidas. Se eligió un prototipo previo y se optó por modificarlo y mejorarlo. La caracterización del sistema de adquisición se describió en la Sec. 3.2 y en el Apéndice A. La evaluación y el análisis se realizó mediante dos caminos: 1) la generación de señales artificiales utilizando una biblioteca de software existente para simulaciones de propagación de ondas acústicas en entornos cerrados (Sec. 3.3), la toma datos reales en un entorno de geometría conocida y ruido ambiental bajo (alberca, Sec. 3.3.5) y 2) finalmente una serie de grabaciones en campo (cenote, Sec. 3.4).

4.2. Resultados para los objetivos particulares

4.2.1. Objetivo 1: Construir un dispositivo de adquisición de señales acústicas subacuáticas

Se construyó un sistema de adquisición y registro de datos basado en el microcontrolador PIC24FJ32GA002. La placa de circuito impreso se diseñó utilizando el software libre Kicad para dar una mayor apertura al rediseño del circuito. Se encontraron y resolvieron problemas de implementación en el circuito de acondicionamiento analógico como lo fue la sustitución de amplificadores operacionales de uso común (741, TL08) por amplificadores diseñados para aplicaciones embebidas y de fuente de voltaje única. Se utilizó middleware de código abierto para la administración de un sistema de archivos FAT32 y escritura para una memoria microSD. La frecuencia de muestreo de este dispositivo está limitada a 98,000 muestras por segundo.

Se desarrolló una técnica exitosa para la construcción de un hidrófono de bajo costo utilizando un zumbador piezoeléctrico y un recubrimiento de cinta de aislar líquida. Se descartaron los métodos que utilizan recipientes o globos llenos de aceite o la utilización de esmaltes acrílicos como aislante eléctrico y contra agua.

Se caracterizó al hidrófono para obtener una función de respuesta al impulso y utilizarla para generar una distorsión muy similar a la que sería añadida por el hidrófono. Esta caracterización permitió identificar las frecuencias que tienen mayor y menor ganancia así como la verificación de la frecuencia de resonancia.

4.2.2. Objetivo 2: Realizar simulaciones acústicas en espacios confinados utilizando herramientas existentes

Se realizaron simulaciones de propagación de ondas acústicas utilizando la biblioteca PyRoomAcoustics para Python. Este módulo permite definir la geometría de un espacio cerrado y colocar un conjunto de fuentes y micrófonos dentro de este espacio.

Permite definir la señal acústica a emitir en cada una de las fuentes mediante un archivo de audio. Al finalizar la simulación es posible obtener las señales grabadas en cada uno de los micrófonos definidos.

4.2.3. Objetivo 3: Probar el dispositivo de adquisición construido en un ambiente de geometría conocida y de fácil acceso

Se probó al sistema de adquisición y registro de datos en una alberca de 8 metros de largo, 5 metros de ancho y 1.6 metros de profundidad. Se utilizaron 4 baterías AA recargables y una memoria SD de 16 Gb. Las grabaciones tenían una duración fija de 1 minuto durante el cual se emitían sonidos impulsivos utilizando dos piedras de río. Cada archivo tuvo un tamaño aproximado de 11 Mb. El hidrófono se colocó en el centro de la alberca, fijado con cuerdas, y el punto de emisión de sonidos de prueba se encontraba en un punto medio entre el hidrófono y una de las paredes más cercanas. Cada grabación registraba entre 30 y 50 eventos impulsivos. Se promediaron todos los eventos para reducir el ruido y las variaciones mecánicas.

4.2.4. Objetivo 4: Comparar los datos obtenidos para el objetivo anterior con las simulaciones realizadas.

Se simuló una cavidad sumergida de las mismas dimensiones de la alberca real y los mismos puntos para la fuente impulsiva y el hidrófono con el propósito de contrastar los resultados con las grabaciones obtenidas en la alberca real. Los resultados tuvieron diferencias en la estructura de los rebotes pero fueron consistentes en el rango de tiempos de arribo. Las mayores diferencias fueron las siguientes:

- **La firma espectral del impulso.** Esto probablemente debido a las diferencias en el sonido generado desde diferentes ángulos entre las piedras. Esta discrepancia es mayormente responsable en las variaciones en la tabla de características de espacio-tiempo 3.4 y 3.3.

- **Patrón de recepción del hidrófono.** La versión más reciente a la fecha (0.1.14) del modulo de simulación acústica solo permite simular hidrófono isotrópicos mientras el hidrófono real utilizado tiene solo dos lóbulos de recepción.

4.2.5. Objetivo 5: Probar el dispositivo de adquisición en un cenote.

El dispositivo fue probado en un entorno real siendo llevado a tomar grabaciones al cenote Chen-Ha. Se eligieron puntos fijos para la recepción y emisión de sonido (se intercambiaron de lugar en las distintas pruebas). Por la naturaleza del lugar resultó más complicado mantener distancias consistentes entre el hidrófono o punto de generación de sonido y las paredes del cenote. Se hicieron 3 viajes al lugar para tomar grabaciones. Estas visitas estaban espaciadas por aproximadamente dos semanas. El nivel del agua no fue el mismo en ellas. Se realizar además grabaciones con el objetivo de registrar actividad humana (agitación de agua). Estas grabaciones fueron fallidas ya que ninguna versión del dispositivo de adquisición no fue capaz de registrar estos eventos de manera electrónica.

5 Conclusiones

Este trabajo ha mostrado la viabilidad del dispositivo de adquisición de señales acústicas diseñado y construido como instrumento para la obtención de firmas acústicas de cavidades sumergidas y marca un camino para el desarrollo de un prototipo más compacto, más sensible y a prueba de agua.

El sistema en el estado de desarrollo presentado en este documento tiene una frecuencia de muestreo máxima de 96000 muestras por segundo con una resolución de módulo ADC de 10 bits. Estas características junto con el efecto del acondicionamiento de señal tanto analógico como digital permitieron obtener señales con una razón de señal a ruido muy similar a las señales obtenidas por simulación. El acondicionamiento analógico diseñado fue diseñado para un hidrófono piezoeléctrico lo que lo hace más adecuado para aplicaciones subacuáticas en comparación con dispositivos existentes como AudioMoth ¹ que están diseñados para grabaciones en aire.

Como recomendación a los desarrollos futuros basados en el sistema mostrado, es necesario trabajar en la reducción del ruido de conmutación y la regulación de las variaciones de voltaje en las baterías así como en la optimización del uso de la energía para extender la vida de estas mismas.

¹<https://www.openacousticdevices.info/audiomoth>

A Electrónica de acondicionamiento de señal

A.1. Etapa I: amplificador de corriente

Aunque es posible utilizar un amplificador de voltaje para realizar una lectura de V_p en el circuito de la Figura 2.6, la capacitancia añadida por utilizar un cable entre el cristal y el circuito de acondicionamiento provocará variaciones de voltaje demasiado grandes. Por esta razón el manejo de lecturas de carga de un transductor piezoeléctrico se realiza mediante amplificadores de transimpedancia [18]. La Figura A.1 muestra la primera etapa de acondicionamiento que consiste en un amplificador de carga. Este circuito resuelve el problema de las variaciones de capacitancia (debidas a los movimientos del cable) forzando igualdad de voltajes en los nodos v_m y v_p debido a la configuración de retroalimentación negativa en el amplificador operacional. Esto tiene como consecuencia que la corriente generada por la presión en el cristal no fluya a lo largo de todas las ramas paralelas del circuito equivalente cristal-cable. Las etapas I y II del circuito de acondicionamiento están basadas en Massarotto (2008) [22].

A.1.1. Análisis del circuito

La razón entre la corriente de entrada y la de salida puede obtenerse mediante un análisis de nodos y las dos condiciones impuestas por la retroalimentación del opamp:

- No hay flujo de corriente hacia las terminales -/+ del opamp.

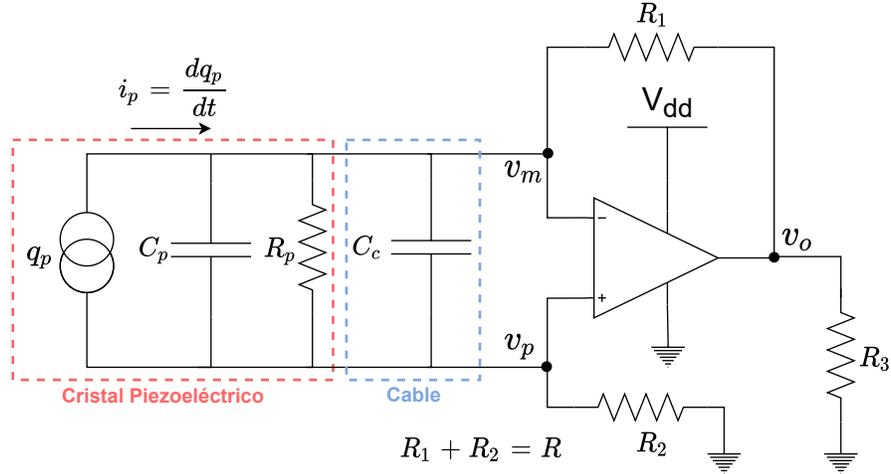


Figura A.1: Amplificador de corriente.

- $v_m = v_p$

Aplicando Ley de Corrientes Kirchhoff (LCK) al nodo v_p :

$$i_p - \frac{v_p}{R_2} = 0 \quad (\text{A.1})$$

LCK en nodo v_m :

$$-i_p + \frac{v_o - v_m}{R_1} = 0 \quad (\text{A.2})$$

A partir del análisis nodal y de las condiciones de retroalimentación se llega a la expresión:

$$R_2 i_p = -R_1 i_p + v_o \quad (\text{A.3})$$

$$v_o = (R_1 + R_2) i_p = 2R i_p \quad (\text{A.4})$$

La corriente en R_3 es por tanto:

$$i_o = 2R i_p / R_3 \quad (\text{A.5})$$

siendo la ganancia del amplificador:

$$\frac{i_o}{i_p} = \frac{2R}{R_3} \quad (\text{A.6})$$

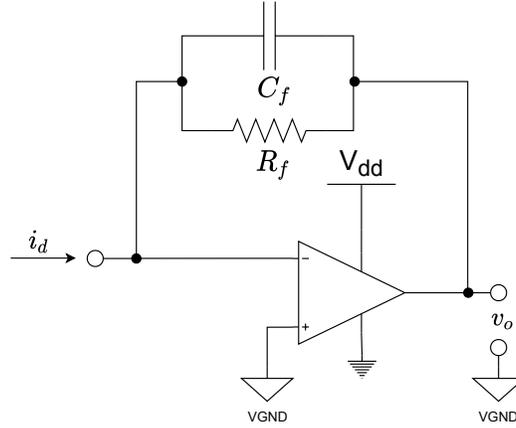


Figura A.2: Convertidor corriente-voltaje.

A.2. Etapa II: convertidor corriente-voltaje

La segunda etapa realiza la operación de conversión de la corriente amplificada por la etapa I en un voltaje estable que puede ser amplificado posteriormente. Esta etapa también es responsable de elevar la señal de una magnitud del orden de los microamperes a un voltaje del orden de milivolts. El circuito de esta etapa se muestra en la Figura A.2.

A.2.1. Análisis del circuito

Este circuito utiliza también una configuración de retroalimentación negativa por lo que está regido por las mismas dos condiciones de operación anteriormente presentadas. En este caso el análisis se simplifica ya que ambas entradas del amplificador operacional tienen un voltaje igual a la referencia virtual $VGND = Vdd/2$. Para simplificar más el análisis se sustituirá las ramas paralelas RC con una impedancia de la forma:

$$Z_f = \frac{R_f/sC_f}{R_f + 1/sC_f} = \frac{R_f}{1 + sR_fC_f} \quad (\text{A.7})$$

El voltaje de la salida es simplemente el producto entre la corriente de entrada y la impedancia Z_f por lo que la ganancia corriente voltaje es:

$$\frac{v_o}{i_d} = \frac{R_f}{1 + sR_fC_f} \quad (\text{A.8})$$

Considerando que la carga es igual a la integral de la corriente:

$$q_d = \frac{1}{s} i_d \quad (\text{A.9})$$

por lo tanto, la ganancia carga-voltaje nos queda:

$$\frac{v_o}{q_d} = \frac{sR_f}{1 + sR_fC_f} \quad (\text{A.10})$$

Es importante notar que la respuesta en frecuencia del análisis corriente-voltaje es un filtro pasa-bajas mientras que el análisis carga-voltaje es un filtro pasa-altas.

A.3. Etapa III: amplificador inversor de ganancia ajustable

El voltaje de salida de la etapa II ya es adecuado para ser pasado a una etapa de amplificación de voltaje convencional. En esta caso una adecuación adicional conveniente es la de colocar un capacitor de $10\mu F$ para desacoplar cualquier componente DC con respecto al nivel de referencia de $V_{dd}/2$. Esta etapa consiste simplemente en un amplificador inversor de ganancia ajustable G_a . El circuito de esta etapa se muestra en la Figura A.3

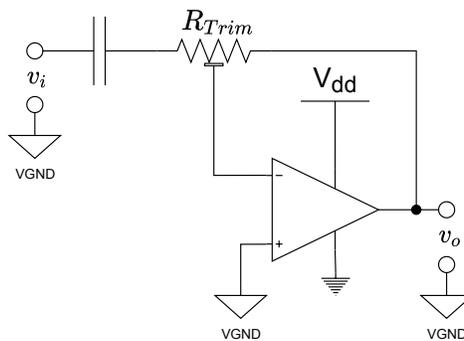


Figura A.3: Amplificador inversor con desacople de entrada

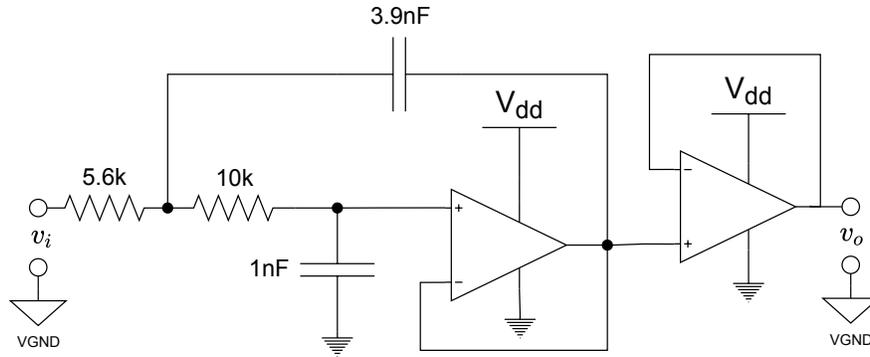


Figura A.4: Filtro anti-aliasing y buffer de salida.

A.4. Etapa IV: filtro anti-aliasing y buffer para acoplamiento al ADC

La etapa final consiste en un filtro pasa-bajas para acotar el ancho de banda y evitar la aparición de aliasing durante la conversión analógica-digital. Este filtro fue diseñado utilizando la herramienta en línea *Filter Design Tool* de Texas Instruments [29]. La frecuencia de muestreo será de 96 kmps (kilo muestras por segundo) por lo que se eligió una frecuencia de corte muy inferior a la frecuencia de Nyquist. En este caso la frecuencia de corte elegida fue de 10 kHz. La Figura A.4 muestra el circuito del filtro. Por último, se utiliza un seguidor de voltaje para aislar las etapas de acondicionamiento y el pin de entrada del módulo ADC del microcontrolador. Esto se realiza para disminuir el ruido provocado por la alta impedancia observada por el ADC.

A.4.1. Análisis del circuito

La Figura A.5 muestra un filtro Sallen-Key genérico. Usaremos esta configuración para obtener la función de transferencia para la implementación de esta etapa sustituyendo con las impedancias utilizadas. La función de transferencia de un filtro Sallen-Key genérica se muestra en la Ec. A.11.

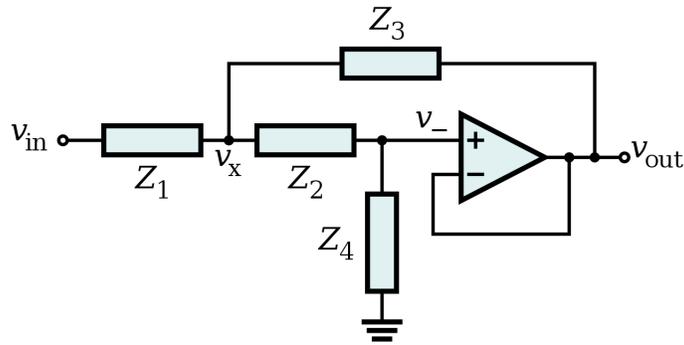


Figura A.5: Configuración genérica de un filtro Sallen-Key.

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{Z_3 Z_4}{Z_1 Z_2 + Z_3(Z_1 + Z_2) + Z_3 Z_4} \quad (\text{A.11})$$

Para sustituir valores y simplificar automáticamente podemos utilizar Matlab:

```

1 s = tf("s")
2
3 % Capacitores
4 Z3 = 1/(3.9e-9*s); Z4 = 1/(1e-9*s);
5
6 % Resistencias
7 Z1 = 5.6e3; Z2 = 10e3;
8
9 % Funcion de transferencia
10 TF = (Z3*Z4)/(Z1*Z2+Z3*(Z1+Z2)+Z3*Z4);
11
12 minreal(TF) % Realizacion minima

```

El código anterior nos da la función de transferencia que se muestra en la Ec A.12

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{4.579 \times 10^9}{s^2 + 7.143 \times 10^4 s + 4.579 \times 10^9} \quad (\text{A.12})$$

La Figura A.6 muestra su respuesta en frecuencia. Los componentes usados tienen una tolerancia del 10% (serie E12). Esta respuesta fue descargada de la herramienta de diseño de filtros de TI ya que realiza una simulación estocástica considerando las variaciones en los valores de los componentes.

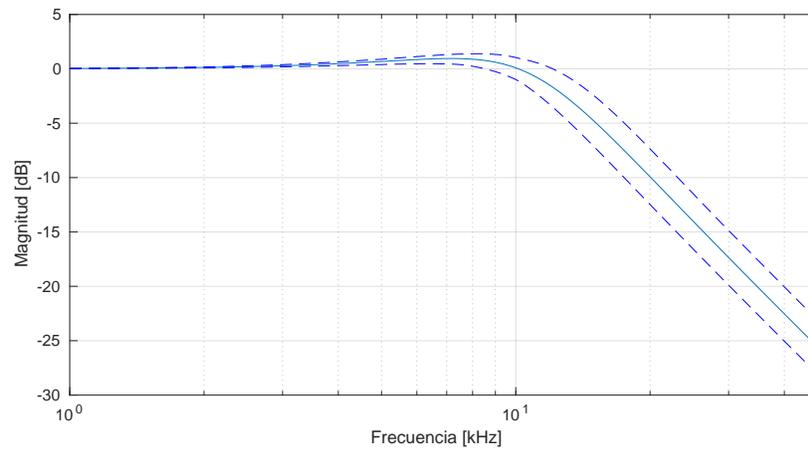


Figura A.6: Respuesta en frecuencia del filtro anti-aliasing. Las líneas punteadas representan los límites de incertidumbre debidas al margen de tolerancia en los valores de los componentes comerciales.

A.5. Referencia virtual y circuito de mitigación de ruido de fuente de poder

La referencia virtual que añade un *offset* que permita operar voltajes negativos con operación con fuente única es susceptible a cambios abruptos en la fuente de voltaje ocasionados por la conmutación digital por los pines de un microcontrolador o la actividad digital de otros dispositivos electrónicos del sistema así como las fuentes externas de interferencia electromagnética. La Figura A.7 muestra un filtro pasa-bajas que se ha añadido a la alimentación del amplificador operacional y al divisor de voltaje para generar una referencia virtual estable.

A.6. Modelos de amplificadores operacionales utilizados

El diseño del circuito de acondicionamiento analógico de señal requiere que el modelo de amplificador operacional usado cumpla dos criterios importantes: 1) Debe

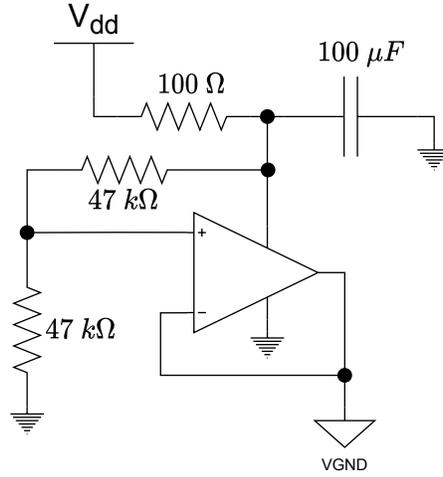


Figura A.7: Circuito de referencia virtual con protección contra ruido de fuente de poder.

funcionar con fuente de voltaje única a 3.3 volts y 2) debe tener baja distorsión. Tras descartar varios modelos se eligió el modelo MCP60X del fabricante Microchip [21]. Se verificó experimentalmente que esta familia trabajaba de la forma deseada en el rango de voltaje de operación con una distorsión que no es notable en las condiciones de prueba. El integrado MCP602 tiene 8 pines con dos amplificadores operacionales mientras que el MCP604 contiene 4 amplificadores y 14 pines. Se utilizaron ambos integrados en el sistema final.

A.7. Caracterización final

La función de transferencia final v_o/q_p es igual al producto de las funciones de transferencia de cada una de las etapas:

$$\frac{v_o}{q_p} = G_a \left(\frac{2R}{R_3} \frac{sRf}{1 + sR_f C_f} \right) \left(\frac{4.579 \times 10^9}{s^2 + 7.143 \times 10^4 s + 4.579 \times 10^9} \right) \quad (\text{A.13})$$

Bibliografía

- [1] H. Medina, J. J. Osorni, and O. Álvarez Rivera, “El karst de yucatán: su origen, morfología y biología.,” *Acta Universitaria*, vol. 29, pp. 1–18, 2019.
- [2] S. Rahman, A. Q. Li, and I. Rekleitis, “Sonar visual inertial slam of underwater structures,” in *2018 IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA)*, pp. 5190–5196, 2018.
- [3] G. Zhang, B. Shang, Y. Chen, and H. Moyes, “Smartcavedrone: 3d cave mapping using uavs as robotic co-archaeologists,” in *2017 International Conference on Unmanned Aircraft Systems (ICUAS)*, pp. 1052–1057, 2017.
- [4] S. T. Neely and J. B. Allen, “Invertibility of a room impulse response,” *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 66, no. 1, pp. 165–169, 1979.
- [5] M. Kuster, D. de Vries, E. M. Hulsebos, and A. Gisolf, “Acoustic imaging in enclosed spaces: Analysis of room geometry modifications on the impulse response,” *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 116, no. 4, pp. 2126–2137, 2004.
- [6] I. Dokmanić, Y. M. Lu, and M. Vetterli, “Can one hear the shape of a room: The 2-d polygonal case,” in *2011 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, pp. 321–324, 2011.
- [7] A. M. Torres, J. J. Lopez, B. Pueo, and M. Cobos, “Room acoustics analysis using circular arrays: An experimental study based on sound field plane-wave

- decomposition,” *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 133, no. 4, pp. 2146–2156, 2013.
- [8] D. A. Abraham, *Underwater Acoustic Signal Processing: Modeling, Detection, and Estimation*. Springer, 2019.
- [9] F. B. Jensen, W. A. Kuperman, M. B. Porter, and H. Schmidt, *Computational ocean acoustics*. Springer Science & Business Media, 2011.
- [10] D. A. Abraham, *Underwater Acoustic Signal Processing: Modeling, Detection, and Estimation*, p. 98. Springer, 2019.
- [11] A. D. Pierce, *Acoustics: an introduction to its physical principles and applications*, ch. 1. Springer, 2019.
- [12] C. A. Goswami J., *Fundamentals of Wavelets Theory, Algorithms, and Applications*, pp. 6,7. Wiley, 2011.
- [13] K. B. Wolf, *Integral Transforms in Science and Engineering*. Springer, 1979.
- [14] A. C. J. S. Lawrence Kinsler, Austin Frey, *Fundamentals of Acoustics*, ch. 12. Springer, 2000.
- [15] R. Scheibler, E. Bezzam, and I. Dokmanić, “Pyroomacoustics: A python package for audio room simulation and array processing algorithms,” in *2018 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, pp. 351–355, IEEE, 2018.
- [16] J. B. Allen and D. A. Berkley, “Image method for efficiently simulating small-room acoustics,” *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 65, no. 4, pp. 943–950, 1979.
- [17] J. Fraden, “Piezoelectric effect,” in *Handbook of Modern Sensors*, pp. 33–119, Springer-Verlag, 2004.
- [18] Texas Instruments, *Signal Conditioning Piezoelectric Sensors*, 9 2000.

- [19] Open Acoustics Devices, *AudioMoth Operation Manual*, 2017.
- [20] A. Callejas, “DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN SISTEMA DE ADQUISICIÓN Y REGISTRO DE DATOS AUTÓNOMO PARA UN HIDRÓFONO,” Sep 2018.
- [21] Microchip, *MCP601/1R/2/3/4*, 2007.
- [22] M. Massarotto, A. Carlosena, and A. J. Lopez-Martin, “Two-stage differential charge and transresistance amplifiers,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 57, no. 2, pp. 309–320, 2008.
- [23] T. M. Culda, V. Popa, D. Stanomir, and C. Negrescu, “Reducing time in acoustic impulse response measurements using exponential sine sweeps,” in *International Symposium on Signals, Circuits and Systems ISSCS2013*, pp. 1–4, 2013.
- [24] Y. N. Pan, J. Chen, and X. L. Li, “Spectral entropy: A complementary index for rolling element bearing performance degradation assessment,” *Journal of Mechanical Engineering Science*, vol. 223, no. 5, pp. 1223—1231, 2009.
- [25] J. H. Shen, J. and L. Lee, “Robust entropy-based endpoint detection for speech recognition in noisy environments,” *ICSLP*, vol. 98, 1998.
- [26] J. Antoni, “The spectral kurtosis: A useful tool for characterising non-stationary signals,” *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 20, no. 2, pp. 282–307, 2006.
- [27] A. J. and R. B. Randall, “The spectral kurtosis: Application to the vibratory surveillance and diagnostics of rotating machines,” *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 20, no. 2, pp. 308–331, 2006.
- [28] S. S. Liu, Hancong and W. Jiang, “On-line outlier detection and data cleanings,” *Computers and Chemical Engineering*, vol. 28, pp. 1635—1647, 2004.
- [29] T. Instruments, “Filter design tool,” 2021.

