



**CENTRO DE INVESTIGACIÓN Y DE ESTUDIOS AVANZADOS DEL  
INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL**

**UNIDAD ZACATENCO**

**PROGRAMA DE  
SISTEMAS AUTÓNOMOS DE NAVEGACIÓN AÉREA Y SUBMARINA**

**Desarrollo de un sensor subacuático para batimetría y navegación  
segura del proyecto VESUNT**

**T E S I S**  
que presenta

**César Antonio Abascal Zuazo**

Para Obtener el Grado de

**Maestro en Ciencias**

En la especialidad de

**Sistemas Autónomos de Navegación Aérea y Submarina**

**Directores de la Tesis:**

Dr. Aldo Gustavo Orozco Lugo  
M. en C. Miguel Alvarado Juárez



# *Dedicatoria*

---

## ***A mi esposa:***

Con mucho cariño y amor para ti, estuviste a mi lado todo este tiempo. Mientras pasamos noches de desvelos y arduo estudio, tú siempre me sonreías y demostrabas la magia del amor. Mi brillante y hermosa esposa sin quien yo nada sería, eres la principal protagonista de este "sueño alcanzado".

## ***Para César:***

A pocos días de haber nacido, eres mi propósito para que esta tesis colabore a que tengas un mundo mejor, gracias a ti encuentro el lado dulce de la vida.

## ***A mis padres:***

Por su apoyo incondicional, les agradezco todos sus sacrificios, cariño y comprensión, siempre me mostraron el camino del bien y la superación. Su ejemplo me hizo la persona que soy en la actualidad, muchos de mis logros se los debo a ustedes entre los que se incluye esta tesis.

## ***A mis hermanos:***

Por brindarme toda su experiencia, protección y consejos, recordando que un hermano es un amigo dado por la naturaleza.

## ***A mi familia Zamora:***

Por aceptarme como uno más de ustedes a lo largo de estos tres años, gracias por las nuevas y bellas vivencias.

"...Eppur si muove "

-Galileo Galilei





# Agradecimientos

---

A la Secretaría de Marina-Armada de México, por la honrosa designación de esta comisión y todos los apoyos otorgados para realizar mis estudios de Maestría en Ciencias en Sistemas Autónomos de Navegación Aérea y Submarina, culminados con esta tesis.

Al Centro de Investigación y Estudios Avanzados del Instituto Politécnico Nacional (CINVESTAV), por acogerme en sus grandiosas instalaciones.

Al Laboratorio Franco-Mexicano de Informática y Automática Unidad Mixta Internacional (UMI-LAFMIA), por brindarme sus instalaciones y recursos materiales para la elaboración de esta tesis.

A la Sección de Comunicaciones, por facilitarme sus instalaciones y medios para desarrollar este proyecto, en especial al Laboratorio 121 donde pasamos la mayor parte del tiempo dando forma a este trabajo.

Al Dr. Aldo Gustavo Orozco Lugo, por confiar en mí al brindarme su asesoría para el proyecto, su apoyo, enseñanzas y consejos se traducen en la culminación de esta tesis.

Al Cap. Nav. CG.DEM Miguel Alvarado Juárez, por asignarme este proyecto y guiarme a lo largo de la tesis.

Al Dr. Mauricio Lara Barrón, Dra. Giselle M. Galván Tejada, por estar presentes en los avances y guiarme siempre con sus observaciones profesionales.

Al Dr. Sergio Salazar Cruz y Dr. Antonio Osorio Cordero, por proporcionarme su apoyo, orientación y enseñanzas.

Al M. en C. Valentín Nájera Bello, por su tiempo, paciencia y amistad, sus grandes enseñanzas hicieron que esta tesis fuese concluida en menor tiempo.

Al Ing. César Israel Pérez Macías, por que me mostró los métodos de investigación y experimentación necesarios para culminar este trabajo, su orientación fue muy valiosa.

A Miguel Rivas, Luis Chávez, Erika Borja y Clementina Mata por su enorme ayuda, juntos pasamos horas descifrando el fascinante mundo de las comunicaciones subacuáticas.

A mis amigos Eduardo García, Luis Romero, Isaí García, Oscar Aguirre y Manolo Canchola, por su amistad y apoyo al estar siempre pendientes en los momentos críticos, soplaron parte de esta niebla.

A mis profesores y compañeros de la maestría que estuvieron conmigo durante esta etapa.



# Resumen

---

México cuenta con amplios intereses marítimos que requieren ser protegidos y explotados en beneficio de su población. Por ello la Secretaría de Marina (SEMAR) desarrolla diversos proyectos de investigación con el fin de mantener el estado de derecho, salvaguarda de la vida humana y monitoreo oceanográfico en la jurisdicción naval. La hidrografía y cartografía representan campos de estudio fundamentales para realizar navegación marítima a nivel superficial o subacuática, por lo que este trabajo se centra en el diseño y manufactura de un sistema de batimetría para profundidades de hasta 150 m.

El enfoque del sistema es el conocimiento en tiempo real de la posición ( $z$ ) del vehículo submarino no tripulado, esto mediante técnicas de comunicaciones acústicas submarinas, como el algoritmo de control de ganancia de cuantificación (QAGC). El sensor mide el tiempo de ida y vuelta que toma un pulso de sonido en codificación Barker para viajar desde el hidrófono hasta la superficie de rebote. Esto es empleado en los AUVs para la determinación de la ruta de navegación a seguir o ampliable al registro continuo del fondo marino con fines de mapeo.

Considerando las mediciones obtenidas por el firmware diseñado, la estrategia a seguir es la implementación en el proyecto en desarrollo de VESUNT, un vehículo subacuático multipropósitos cuyos objetivos principales son: interactuar con las unidades de superficie de la Armada de México a fin de adquirir la experiencia operativa necesaria para ejercicios reales con naciones aliadas y la recolección de datos de las condiciones oceanográficas de los litorales mexicanos.



# Abstract

---

Mexico has extensive maritime interests that need to be protected and exploited for the benefit of its population. Therefore, the Secretaría de Marina (Ministry of the Navy) develops various research projects in order to maintain the rule of law, safeguarding human life and oceanographic monitoring in the naval jurisdiction. Hydrography and cartography represent fundamental fields of study for maritime navigation at surface or underwater level, so this work focuses on the design and build of a bathymetry system for depths of up to 150 m.

The approach of the system is the real-time knowledge of the position ( $z$ ) of the unmanned submarine vehicle, this using underwater acoustic communication techniques, such as the Quantization Automatic Gain Control (QAGC). The sensor measures the round trip time taken by a sound pulse in Barker coding to travel from the hydrophone to the bounce surface. This is used in the AUVs for the determination of the navigation route to be followed or extended to the continuous recording of the seabed for mapping purposes.

Considering the measurements obtained by the designed firmware, the strategy to be followed is the implementation in the developing project of VESUNT, a multipurpose underwater vehicle whose main objectives are: to interact with the surface units of the Mexican Navy in order to acquire the experience necessary for real exercises with allied nations and data collection of oceanographic conditions of the Mexican coastlines.



# Índice general

Dedicatoria . . . . .	III
Agradecimientos . . . . .	V
Resumen . . . . .	VII
Abstract . . . . .	IX
Objetivos . . . . .	1
<b>1. Introducción</b>	<b>3</b>
1.1. Definición del problema . . . . .	5
1.2. Motivación . . . . .	7
<b>2. Estado del arte</b>	<b>9</b>
2.1. Antecedentes históricos . . . . .	9
2.2. Misiones y empleo de los AUVs . . . . .	11
2.2.1. Inteligencia, vigilancia y reconocimiento . . . . .	12
2.2.2. Medidas contra minas . . . . .	12
2.2.3. Guerra antisubmarina . . . . .	12
2.2.4. Búsqueda y rescate submarino . . . . .	13
2.2.5. Inspección e identificación . . . . .	13
2.2.6. Oceanografía e hidrografía . . . . .	14
2.3. Vehículos submarinos no tripulados . . . . .	15
2.3.1. REMUS 100 . . . . .	15
2.3.2. REMUS 6000 . . . . .	15
2.3.3. Bluefin-21 . . . . .	16
2.3.4. Alister 9 . . . . .	17
2.3.5. HUGIN 3000 . . . . .	17
2.4. Proyecto VESUNT . . . . .	18
2.4.1. Producto esperado . . . . .	18
2.4.2. Características . . . . .	19
2.4.3. Sensor de batimetría . . . . .	19
<b>3. El océano como medio acústico</b>	<b>21</b>
3.1. Velocidad del sonido en el agua . . . . .	22
3.2. Pérdidas de transmisión . . . . .	24
3.3. Mecanismos adicionales en la propagación acústica subacuática . . . . .	26
3.4. Batímetro . . . . .	30
<b>4. Diseño y construcción del hardware del batímetro</b>	<b>33</b>
4.1. Hidrófonos . . . . .	33
4.2. Caracterización de hidrófono SS510 . . . . .	34
4.2.1. Circuito de Caracterización . . . . .	35
Valores de componentes . . . . .	36

Simulación del circuito de adquisición . . . . .	38
Construcción del circuito de caracterización . . . . .	39
Software de adquisición . . . . .	39
4.2.2. Experimentos y resultados . . . . .	41
4.3. Estimación de amplitudes y fases . . . . .	43
4.4. Cálculo de impedancia y admitancia . . . . .	45
4.5. Cálculo de los componentes del modelo del circuito equivalente del transductor 46	
4.5.1. Comparación de curvas de admitancia (experimental, equivalente y analizador Agilent 4294A) . . . . .	50
4.6. Transmisor . . . . .	51
4.6.1. Diseño de tarjeta transmisora . . . . .	52
4.7. Receptor . . . . .	53
4.7.1. Diseño de tarjeta receptora . . . . .	53
4.8. Pruebas experimentales . . . . .	55
4.9. Tarjeta final . . . . .	56
<b>5. Simulación de la operación del batímetro . . . . .</b>	<b>59</b>
5.1. Teoría de correlación . . . . .	59
5.2. Autocorrelación y correlación cruzada . . . . .	60
5.3. Codificación Barker . . . . .	61
5.4. Simulación en Matlab . . . . .	64
5.4.1. Transmisión . . . . .	64
5.4.2. Recepción . . . . .	69
5.4.3. Control Automático de Ganancia Cuantificado . . . . .	70
5.4.4. Demodulación . . . . .	74
5.4.5. Filtro coseno alzado . . . . .	76
5.4.6. Correlación y normalización . . . . .	77
<b>6. Arquitectura y programación del firmware del batímetro . . . . .</b>	<b>83</b>
6.1. Transmisión DSP . . . . .	84
6.1.1. MCBSP . . . . .	85
6.1.2. DMA . . . . .	85
6.1.3. DatosTX . . . . .	85
6.2. Recepción DSP . . . . .	86
6.2.1. ADC . . . . .	87
6.2.2. Procesamiento . . . . .	87
<b>7. Resultados de operación y conclusiones . . . . .</b>	<b>89</b>
7.1. Conclusiones . . . . .	96
7.2. Trabajo futuro . . . . .	96
<b>Bibliografía . . . . .</b>	<b>97</b>



# Índice de figuras

1.1. Clasificación de Navegación Submarina Referencia [2]: AUV Navigation and Localization . . . . .	4
1.2. Zonas Marinas Mexicanas divididas en Regiones Navales . . . . .	5
2.1. Submarino diseñado por William Bourne en 1578 . . . . .	10
2.2. Réplica del submarino Turtle (Old Saybrook, Connecticut) Fuente:Naval History and Heritage Command . . . . .	11
2.3. Búsqueda y Rescate (SAR) de aeronaves siniestradas Fuente: www.geosensesurveys.com . . . . .	14
2.4. Vehículo REMUS 6000 desarrollado por Hydroid Fuente: www.kongsberg.com	16
2.5. Vehículo Alister 9 desarrollado por ECA(Francia) Fuente: www.ecagroup.com	17
2.6. Esquemas del diseño VESUNT Fuente: INIDETAM . . . . .	20
3.1. Perfil de la velocidad del sonido Fuente: Tesis (PH. D.) "The use of ocean tomographic observations in numeric simulation of mesoscale oceanic circulation" . . . . .	24
3.2. Proceso de reverberación Fuente: Artículo "Modelos de Propagación de Señales Acústicas en Entornos Subacuáticos" . . . . .	27
3.3. Levantamiento batimétrico Fuente: www.tecnoceano.com . . . . .	31
4.1. Hidrófono SS510 y su patrón de directividad (235 kHz) Fuente: www.airmar.com	34
4.2. Transferencia de potencia . . . . .	35
4.3. Diagrama a bloques de caracterización . . . . .	36
4.4. Esquemático del circuito de caracterización . . . . .	37
4.5. Simulación en <i>PSpice</i> del circuito de adquisición . . . . .	39
4.6. Circuito físico de caracterización del hidrófono . . . . .	40
4.7. Interfaz gráfica de la adquisición en MATLAB . . . . .	41
4.8. Experimento de caracterización en el estanque . . . . .	42
4.10. Caracterización del transductor, canal B . . . . .	42
4.9. Caracterización del transductor, canal A . . . . .	43
4.11. Impedancia a diferentes frecuencias . . . . .	46
4.12. Circuito equivalente: a) Una frecuencia de resonancia b) Múltiples frecuencias de resonancia. . . . .	47
4.13. Admitancia calculada de caracterización . . . . .	48
4.14. Admitancia del modelo equivalente y la caracterización . . . . .	49
4.15. Analizador de precisión Agilent 4294A . . . . .	50
4.16. Admitancias de experimento, modelo y analizador . . . . .	51
4.17. Circuito transmisor . . . . .	52
4.18. Tarjeta transmisora para pruebas . . . . .	53
4.19. Circuito del receptor . . . . .	54

4.20. Tarjeta receptora para pruebas . . . . .	54
4.21. Pruebas experimentales en la alberca . . . . .	55
4.22. PCB tarjeta transmisión-recepción . . . . .	56
5.1. Secuencia Barker de 13-bits . . . . .	63
5.2. Autocorrelación Barker de 13-bits . . . . .	63
5.3. Filtro formador . . . . .	65
5.4. Código Barker sobremuestreado . . . . .	66
5.5. Señal moduladora . . . . .	66
5.6. Señal modulada (236 kHz) . . . . .	67
5.7. Espectro de la señal transmitida . . . . .	68
5.8. Atenuación de la señal transmitida . . . . .	68
5.9. Etapas de amplificación . . . . .	69
5.10. Potencias de las 4 etapas . . . . .	71
5.11. Curva algoritmo SQNR . . . . .	73
5.12. Selección de mejor etapa . . . . .	73
5.13. Señal $z(k)$ . . . . .	74
5.14. Señal $z(k)$ normalizada . . . . .	75
5.15. Demodulaciones por seno y coseno . . . . .	75
5.16. Espectros de filtros de coseno alzado . . . . .	76
5.17. Demodulación filtrada y decimada(20) . . . . .	76
5.18. Diagrama a bloques de normalización . . . . .	77
5.19. Filtro Barker Invertido (FBI) normalizado . . . . .	78
5.20. Correlaciones (FBI) en rama seno y coseno . . . . .	79
5.21. Correlaciones (FBI) elevadas al cuadrado . . . . .	79
5.22. Señal $z(k)$ decimada y elevada al cuadrado . . . . .	80
5.23. $Z(k)$ filtrado con vector de unos . . . . .	81
5.24. Correlación normalizada a 1 . . . . .	81
6.1. Ubicación del dispositivo TMS320F28335 de TI en la tarjeta . . . . .	83
6.2. Características tarjeta TMS320F28335 de TI . . . . .	84
6.3. Señal transmitida en el DSP . . . . .	86
6.4. Diagrama programación PingPong . . . . .	87
7.1. Pruebas con transductor 40 kHz . . . . .	89
7.2. Interfaz con una distancia a objeto de 0.75 cm (40 kHz) . . . . .	90
7.3. Señal transmitida y recibida . . . . .	91
7.4. Interfaz de la prueba en tubo lleno de agua (1.45 m) . . . . .	91
7.5. Alberca Club Naval Secretaría de Marina . . . . .	92
7.6. Interfaz de la prueba fondo de la alberca (variando distancia) . . . . .	93
7.7. Transductores orientados para medir el ancho de la alberca . . . . .	93
7.8. Interfaz de la prueba ancho de la alberca (10 m) . . . . .	94
7.9. Transductores orientados para medir el largo de la alberca . . . . .	95
7.10. Interfaz de la prueba largo de la alberca (25 m) . . . . .	95

# Índice de tablas

1.1. Factores críticos propios en las Zonas Marinas Mexicanas. . . . .	7
2.1. Características generales REMUS 100 . . . . .	15
2.2. Características generales del AUV Bluefin-21 . . . . .	16
2.3. Características generales del HUGIN 3000 . . . . .	18
4.1. Comparación de voltaje pico a pico recibido a diferentes resistencias . . . . .	55
5.1. Conjuntos de códigos Barker . . . . .	62



# Objetivos

---

## Objetivo general

El objetivo de esta tesis es el desarrollo de un sensor submarino (ecosonda) con fines de batimetría y navegación segura para ser implementado en el proyecto VESUNT (Vehículo Subacuático No Tripulado), empleando señales acústicas moduladas para ser capaces de determinar la distancia en tiempo real al fondo marino.

## Objetivos particulares

- Realizar la caracterización de impedancia del transductor marino SS510.
- Diseñar las tarjetas de transmisión y recepción para su elaboración.
- Implementar algoritmo de correlación para estimación de fondo marino, así como aplicar un enfoque automático de control de ganancia.
- Desarrollar un sistema mínimo de batimetría de bajo costo para submarinos autónomos no tripulados.
- Integrar el batímetro (ecosonda) desarrollado a la estructura de un vehículo.
- Obtener en tiempo real las profundidades del lecho marino través de una interfaz gráfica.



# Capítulo 1

## Introducción

---

El planeta Tierra, a diferencia de otros astros conocidos se encuentra compuesto por agua en tres cuartas partes, y de éstas, los océanos en volumen tienen la mayor dimensión. Es así como los océanos y los mares forman el conjunto de agua más extenso de nuestro mundo, cubriendo más del setenta por ciento de la superficie terrestre; lo que los hace indispensables para la creación de la vida y esenciales para la supervivencia de los seres humanos.

El océano juega un papel importante en la regulación del clima, ya que absorbe el exceso de calor del planeta y regula los efectos del cambio climático intercambiando gases con la atmósfera. Pero también produce la mayor parte del oxígeno con el que cuenta la atmósfera, incluso más que los bosques y selvas de la corteza terrestre. Por lo que a continuación se expone la importancia de varios aspectos que nos ofrecen los océanos.

En primer lugar, se destaca que son una fuente de recursos biológicos alimentarios gracias a los que miles de millones de personas en todo el mundo se pueden sustentar. Además, suponen una fuente de materias primas, de minerales, metales preciosos, e incluso la propia agua salada, a los que se les da diferentes utilidades industriales o comerciales. En tercer lugar, su importancia radica en que los océanos en sí mismos son un importante recurso energético, ya que además de contener bolsas de gas o petróleo, producen energía renovable gracias a la fuerza de los movimientos marítimos y las corrientes submarinas. Como consecuencia, existe un vasto interés en su monitoreo por razones científicas, ambientales, comerciales y militares [1]. Sin embargo, pese al interés existente, los ambientes acuáticos están en gran parte inexplorados debido a la carencia de tecnología que facilite la adquisición de datos precisos en tiempo real. Durante las últimas dos décadas, los vehículos submarinos autónomos (AUV, por sus siglas en inglés) han tenido un desarrollo notable, son máquinas que han revolucionado el proceso de obtención de datos del océano.

Al hablar de vehículos submarinos, es importante resaltar las dos ramas que tienen mayor impacto en la industria, los ROV's y los AUV's. Un ROV (Remote Operated Vehicle, por sus siglas en inglés) es un vehículo no tripulado, pero teleoperado; los usos más comunes que se le dan hoy en día a un ROV son en inspección de ductos submarinos y en el estudio de flora y fauna marina, pero para usar estos sistemas se necesita de un equipo costoso, un buque, computadoras especializadas, cable de comunicación, tripulación, etc. Los AUV's (Autonomous Underwater Vehicle, por sus siglas en inglés) son vehículos no tripulados y autónomos. La gran ventaja de estos dispositivos es que pueden viajar cientos de kilómetros vertical y horizontalmente, con la capacidad de regresar al punto del que fueron lanzados

o a cualquier otro punto sin intervención humana. A diferencia del ROV, el AUV tiene que ser más eficiente en el uso de energía, ya que necesita de baterías, las cuales eventualmente tienen que recargarse.

Los mayores desafíos de un AUV son su localización y navegación, esto debido a la naturaleza no estructurada del ambiente submarino, además de que a diferencia de la superficie continental y aérea donde se utilizan sistemas de posicionamiento global y ondas de radio, en el agua la elevada atenuación de las ondas electromagnéticas impide su transmisión a grandes distancias, por lo que su uso es reducido o prácticamente nulo. Se debe hacer una distinción entre navegación y localización. La navegación es la exactitud con la que un AUV se guía de un punto a otro. En cambio la localización es el error en qué tan bien el AUV se localiza dentro de un mapa.

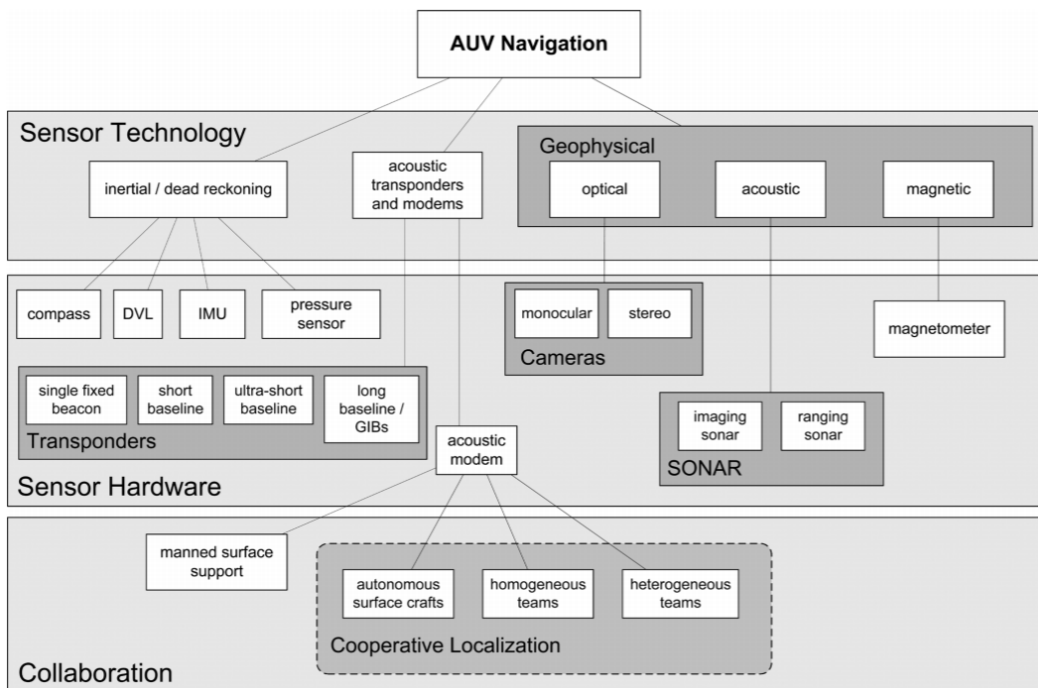


FIGURA 1.1: Clasificación de Navegación Submarina  
Referencia [2]: AUV Navigation and Localization

A pesar de estos retos, la investigación en la navegación y localización de un AUV ha sido explorada en los últimos diez años [2]. Una amplia gama de tecnologías atacan estos problemas subacuáticos. Las técnicas de navegación y localización pueden ser clasificadas de acuerdo a la figura 1.1. Los sensores empleados para realizar la navegación son de dos tipos: acústicos y geofísicos. Es acústica por el empleo de señales sonoras y geofísica porque esta técnica utiliza la información externa del entorno como referencia, mediante la detección, identificación y clasificación de algunas características del ambiente.



## 1.1. Definición del problema

México cuenta con amplios intereses marítimos que requieren ser protegidos y explotados en beneficio de su población. Citados recursos se localizan en un área equivalente al 61.72% de la superficie nacional que se conoce como Zonas Marinas Mexicanas (ZMM). Considerables esfuerzos han sido canalizados hacia la adquisición o construcción de medios de transporte y sensores capaces de operar en los ámbitos de superficie y aéreo, sin embargo, lo que ocurre por debajo de la superficie del mar es un tema poco explorado debido a que México no cuenta con tecnología subacuática propia [3]. Las unidades de superficie de la Armada de México presentan un rezago, técnico y operativo, en materia de tecnología submarina que les posibilite detectar, localizar, seguir y neutralizar amenazas subacuáticas. La amenaza prevaleciente en esas zonas es principalmente delincuencia organizada, cuya tendencia es aprovecharse de las deficiencias que presenta el Estado para incrementar sus ganancias. Para efectos de control operacional las ZMM se dividen en las Regiones Navales que se muestran a continuación:



FIGURA 1.2: Zonas Marinas Mexicanas divididas en Regiones Navales

Los recientes cambios en los paradigmas políticos y comerciales en varias partes del planeta han motivado un incremento en los presupuestos militares en materia de tecnología submarina. México, como poseedor de grandes recursos, debe considerar esas acciones y concentrar esfuerzos institucionales para enfrentar el reto tecnológico que disminuya la dependencia en este sector estratégico, a fin de proteger y aprovechar adecuadamente sus intereses marítimos. Los intereses marítimos nacionales se refieren a todo aquello que esté conectado al mar, es decir, los actores principales en el uso de las vías de comunicación marítimas, así como las facilidades portuarias y la industria de la construcción naval [4]. En octubre de 2011, la Academia de Ingeniería de México AC. hizo una compilación de

estudios y propuestas de expertos a fin de recomendar acciones que fortalezcan los intereses marítimos del país. El compendio identifica y detalla 23 intereses marítimos nacionales, entre los que incluye la tecnología submarina [5].

Bajo este panorama mundial el Dr. Luis Dallanegra menciona que América Latina tiene los mares más productivos, pero vive de espaldas a ellos, es decir no practica una doctrina talasopolítica. Prueba de ello es que la mayoría de sus capitales se localizan tierra adentro, salvo el caso de Perú, Venezuela y Uruguay [6]. Los países sudamericanos son usuarios de submarinos y sensores de fabricación principalmente alemana y en menor proporción francesa. Brasil es el único país que ha emprendido programas de inversión tendientes a desarrollar tecnología que reduzca la dependencia externa, sin embargo, problemas sociales y políticos han reducido su liderazgo regional.

Por otra parte, los Estados Unidos de América (EE.UU.) han empleado tecnología submarina desde su guerra de independencia en 1776. En la actualidad cuentan con una Fuerza de Submarinos de Ataque de propulsión nuclear (Strike Forces) con capacidad transoceánica y a pesar de haber apostado por la propulsión nuclear, no descartan la amenaza que representan los nuevos submarinos convencionales, es decir aquellos de propulsión diesel-eléctrico, por lo que desde 2001 implementaron una iniciativa llamada DESI (Diesel Electric Submarine Initiative) a fin de realizar operaciones de entrenamiento conjunto con submarinos convencionales de Perú, Colombia, Chile y Brasil, entre otros.

Es innegable que a pesar de la gran cantidad de recursos y esfuerzos invertidos nos ha faltado estar coordinados bajo una visión talasopolítica que apuntale las actividades productivas, identificando la siguiente problemática:

- Escaso conocimiento técnico en el área de acústica subacuática, en virtud de que los planes de estudio de las Instituciones de Educación Superior (IES) se encuentran más orientados hacia el área de acústica arquitectónica y musical.
- Escasa experiencia operativa en el empleo de tecnología subacuática, ya que los sistemas de sonar instalados a bordo de los buques de la Armada de México presentan elevados costos de adquisición y mantenimiento.
- La industria nacional no ha invertido en la infraestructura necesaria para la producción de componentes clave en el desarrollo de tecnología subacuática, tales como cerámicas piezoeléctricas, tarjetas electrónicas de procesamiento, cables electromecánicos, sistemas de remolque, estructuras metálicas para la construcción de plataformas submarinas, entre otros.
- Solo se registran algunos esfuerzos institucionales aislados en materia de desarrollo de tecnología subacuática para el aprovechamiento y protección de los intereses marítimos.

El objetivo estratégico establecido para la SEMAR es «garantizar la Seguridad Nacional» [7], el cual se materializa mediante 5 estrategias y 35 líneas de acción que consolidan el estado final deseado, o meta nacional, de lograr un «México en Paz» [8]. Las fortalezas y debilidades de nuestras fuerzas se resumen en la tabla que se muestra a continuación:

<b>FORTALEZAS CRÍTICAS</b>	<b>DEBILIDADES CRÍTICAS</b>
<b>ESTRATÉGICAS:</b>	<b>ESTRATÉGICAS:</b>
<ul style="list-style-type: none"> <li>• Sólido respaldo del Estado Mexicano</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Amplia zona jurisdiccional asignada que constituye el 61.72% de la extensión política</li> </ul>
<b>OPERACIONALES:</b>	<b>OPERACIONALES:</b>
<ul style="list-style-type: none"> <li>• Doctrina Operacional de la Armada de México</li> <li>• Estructura de Mando y Control</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Medios tecnológicos limitados para la detección de amenazas submarinas</li> </ul>
<b>TÁCTICAS:</b>	<b>TÁCTICAS:</b>
<ul style="list-style-type: none"> <li>• Áreas Críticas identificadas y monitoreadas</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Experiencia operativa limitada en el uso de tecnología subacuática</li> </ul>

TABLA 1.1: Factores críticos propios en las Zonas Marinas Mexicanas.

La situación global y regional mencionada anteriormente refleja la necesidad de reducir la dependencia tecnológica del exterior y explotar adecuadamente el inmenso potencial mexicano con capacidades de diseño y desarrollo de los sistemas requeridos, en lugar de ser subutilizados mediante la maquila de componentes menores de sistemas extranjeros.

## 1.2. Motivación

La responsabilidad de mantener el estado de derecho en la jurisdicción marítima recae principalmente en la SEMAR, cuyo factor de fuerza está representado por la Armada de México, con la misión de emplear el poder naval de la federación para la defensa exterior y coadyuvar en la seguridad interior del país [9]. La visión de la SEMAR es coadyuvar a lograr las condiciones de paz y desarrollo de la nación, indispensables para la construcción de un país próspero y con responsabilidad global, empleando el poder naval de la federación, fortaleciendo sus capacidades de respuesta operativa, consolidando la inteligencia naval, modernizando procesos, sistemas e infraestructura, impulsando la investigación, desarrollo tecnológico y la industria naval [10].

La Coordinación para el Diseño y Construcción de un Buque de Guerra lidera un ambicioso programa para construir buques multipropósito con capacidades de respuesta en los ámbitos aéreo, superficie y submarino. Sin embargo, actualmente no cuenta con plataformas submarinas nacionales que apoyen las siguientes tareas: empleo táctico para monitorear las actividades de extracción de hidrocarburos para conocer las condiciones de seguridad en que se realizan, así como corroborar la ubicación de las redes de trasiego, almacenamiento y distribución de los recursos petrolíferos extraídos en nuestras aguas someras y profundas; al mismo tiempo de fortalecer el entrenamiento antisubmarino, interactuando con las unidades de superficie a fin de adquirir la experiencia operativa

necesaria para participar en ejercicios reales de GAS (Guerra AntiSubmarina) con otras naciones aliadas.

La solución óptima para materializar las actividades citadas, mientras se opera en ambientes peligrosos, es el desarrollo de vehículos subacuáticos no tripulados (VESUNT). Estas plataformas contarán con una estación de control marina para monitorear su estado de operación, transmisión de órdenes y procesamiento de la información recolectada durante su misión, a través de un sistema de comunicación subacuática. Además de las funciones de apoyo al entrenamiento de guerra antisubmarina y monitoreo de las actividades de extracción de hidrocarburos, se requiere que recolecten información de las condiciones oceanográficas y lecho marino. El objetivo de esto consiste en la habilidad de analizar los datos adquiridos de manera autónoma y poder utilizarlos de guía en las decisiones de control. Por ello se establece dotar al VESUNT de un batímetro mediante arreglos de hidrófonos como apoyo a la navegación segura [11] y posibilitar en un futuro la detección de blancos por debajo de la termoclina estacional.

El VESUNT es una plataforma apta para el montaje de sensores y sistemas de sensado. Se ha demostrado que es conveniente utilizar sensores que estén acordes a las restricciones existentes en este tipo de vehículos, sensores especiales para AUVs, que sean de bajo consumo, altamente precisos, de tamaño pequeño, etc. La navegación autónoma y medición de distancia al fondo marino desde un AUV representa una tarea desafiante de realizar debido a la diferencia de profundidades del medio submarino (tales como el talud continental y guyots). A su vez la detección de objetos por medio de visión artificial, es difícil a grandes profundidades debido a la turbidez del agua y falta de luz. Definiendo la batimetría como el estudio de las profundidades marinas, de la dimensión de los fondos lacustres o marinos; los hidrófonos proveen una enorme ventaja a diferencia de las videocámaras y sensores de profundidad (presión), con ellos mediante técnicas de procesamiento eficientes se crean mapas submarinos extremadamente detallados con los cuales se pueden obtener las isóbatas reales. Actualmente existen muchos trabajos que tratan el problema de batimetría [12] en conjunto con recolección de información oceanográfica, empleando diversos sensores subacuáticos, pero el costo de citadas plataformas es muy alto y de procedencia extranjera, cuando el objetivo es impulsar la fabricación nacional de sensores precisos. En este trabajo de tesis, se proponen técnicas robustas para fines de procesamiento de señales, con el propósito de incrementar la resolución del sistema; así como el diseño y fabricación de hardware económico de alta calidad, capaz de adecuar la ganancia y aumentar el alcance efectivo, disminuyendo el error al orden de milímetros.

El desarrollo de plataformas submarinas y sus sensores es un primer paso para escalarlas a un desplazamiento mayor, con oportunidades de mejora en los medios de propulsión y navegación para neutralizar amenazas a los intereses marítimos de nuestro país.

## Capítulo 2

# Estado del arte

---

El fondo marino es el último entorno militar discreto, y los submarinos son los únicos que pueden operar casi con total sigilo. A los convencionales se suman un gran número de vehículos no tripulados, cada vez más capaces y con nuevas misiones, reflejo del nuevo interés por el dominio del mar como campo de batalla.

Una breve historia cronológica del desarrollo de los AUV's, es necesaria para entender lo que ha sucedido en torno al estado del arte de estos vehículos.

### 2.1. Antecedentes históricos

El primer diseño conceptual de un vehículo sumergible se atribuye al matemático inglés y artillero de la *Royal Navy* William Bourne. Él publicó su diseño en 1578, un vehículo de madera cubierto de piel resistente al agua que podía sumergirse disminuyendo el volumen global, se sugería el uso de un método de remo bajo el agua para la dirección y propulsión (ver figura 2.1).

En el año de 1621 a orillas del río Támesis en Londres, ante el rey Jacobo I de Inglaterra, se sumergió el primer submarino de la historia, el concepto previo de William Bourne fue llevado a cabo por el inventor holandés Cornelius Jacobszoon Drebbel, este modelo final tenía 6 remos y podía transportar hasta 16 pasajeros, el submarino se mantuvo sumergido durante tres horas y se trasladó desde Westminster a Greenwich a una profundidad de 5 metros [13]. Sin embargo, tuvieron que transcurrir alrededor de 150 años, hasta que en 1775 un submarino fue empleado para participar en una guerra naval. Este pequeño submarino llamado "*Turtle*", era tripulado por una sola persona [14]. Fue inventado por David Bushnell para la Guerra de Independencia de los Estados Unidos de América, su casco estaba hecho de madera y forrado con unas planchas de cobre (ver figura 2.2). Además poseía un manómetro indicador de profundidad, un compás, y un asiento para el tripulante; era propulsado por hélices, las cuales giraban accionando unos pedales que transmitían el movimiento gracias a un sistema de manivelas.

El primer AUV moderno fue desarrollado por el Laboratorio de Física Aplicada de la Universidad de Washington en el año de 1957 a lo largo de un proyecto de diez años [15]. El SPURV (Self-Propelled Underwater Research Vehicle) se empleó para estudiar la difusión, la transmisión acústica y las estelas submarinas en el océano profundo hasta 3000 metros, principalmente de las regiones árticas. Contaba con sensores de temperatura, sonda de

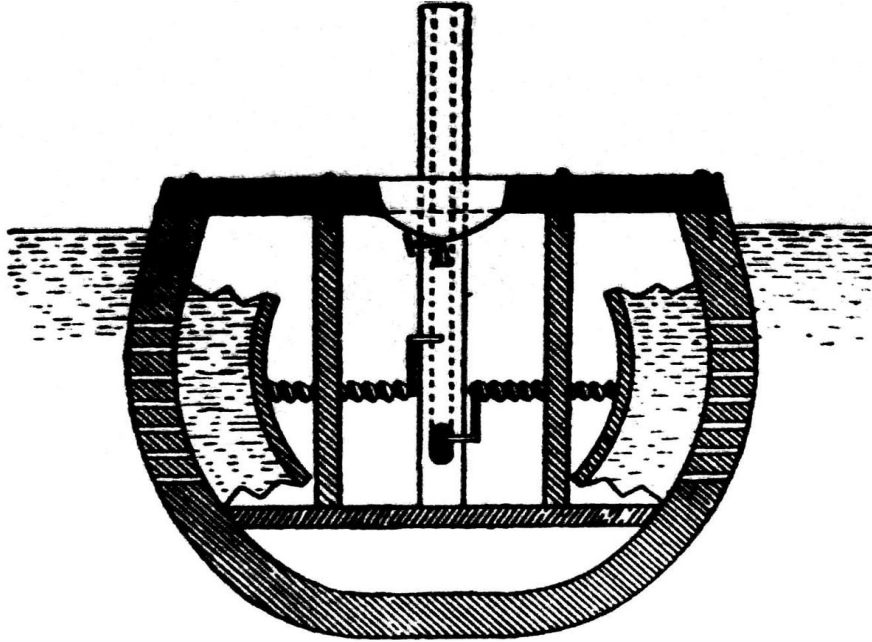


FIGURA 2.1: Submarino diseñado por William Bourne en 1578

conductividad, fluorómetro y un sistema de almacenamiento de datos. Durante esta década el Instituto de Tecnología Marina (IMTP) y la Academia Rusa de Ciencias (RAS), comenzaron su programa de AUV's con el desarrollo de los vehículos SKAT [16]; también se fabricaron otros bancos de pruebas de AUV's, este fue un momento significativo de experimentación con la esperanza de definir el potencial de estos sistemas autónomos.

En la década de 1980 hubo una serie de avances tecnológicos fuera del campo de los AUVs y que en gran medida afectaron al desarrollo de los AUVs. Los ordenadores pequeños de baja potencia ofrecen la posibilidad de implementar algoritmos complejos de guía y control en plataformas autónomas. Los avances en los sistemas de software y de ingeniería han permitido desarrollar sistemas complejos capaces de poner en práctica la visión de los diseñadores del sistema. A pesar de estos avances tecnológicos, se hizo evidente una serie de problemas en el desarrollo tecnológico, los cuales tuvieron que ser resueltos, si los AUVs se iban a convertir en sistemas operativos.

El desarrollo más importante en los EE.UU., son los programas de investigación que se iniciaron proporcionando una importante financiación para el desarrollo de prototipos de prueba. El programa más exitoso fue el esfuerzo en los laboratorios Draper que llevó al desarrollo de dos AUVs grandes para ser utilizados como bancos de prueba para una serie de programas de la marina de guerra [17]. Esta década fue de hecho el punto de inflexión para la tecnología de AUVs. Estaba claro que la tecnología evolucionaría en los sistemas operativos, pero no estaba tan claro en cuanto a las tareas que realizarían esos sistemas.

Durante la década 1990 a 2000, los AUVs pasaron de ser un concepto en bancos de pruebas de los sistemas operativos, a la generación de la tarea para lograr los objetivos



FIGURA 2.2: Réplica del submarino Turtle (Old Saybrook, Connecticut)  
Fuente:Naval History and Heritage Command

definidos. Un número de organizaciones de todo el mundo se comprometió al desarrollo de proyectos basados en diversas tareas operativas. Los usuarios potenciales aparecieron y ayudaron a definir sistemas de misión necesarios para lograr los objetivos de sus programas de recopilación de datos. Esta década también identificó nuevos paradigmas para los AUVs, tales como la utilización del sistema de muestreo Autónomo Oceanográfico (en inglés, Autonomous Oceanographic Sampling System, AOSN) [15] y proporcionó los recursos necesarios para avanzar en su tecnología de cara a la comercialización.

Durante el presente siglo XXI se supone un incremento en la utilización de la tecnología AUV para un gran número de tareas comerciales. Se desarrollan programas que empiezan a construir, operar y ganar dinero con este tipo de vehículos. Esta es la década donde la tecnología AUV se mueve desde el campo académico y de la investigación hacia un campo comercial en la industria naval. Siguen habiendo problemas tecnológicos sin resolver. La viabilidad económica de la tecnología continúa sin estar del todo probada. Los vehículos necesitan ser probados en sus regímenes de operación para que la tecnología pueda continuar avanzando y la industria pueda alcanzar su potencial.

## 2.2. Misiones y empleo de los AUVs

Se exponen las misiones y usos que tienen actualmente los AUVs, lo cual facilita entender la gran importancia de este tipo de vehículos en la actualidad, de cómo pueden simplificar misiones y reducir costos.



### 2.2.1. Inteligencia, vigilancia y reconocimiento

En este tipo de misiones el AUV se lanza desde cualquier instalación y procede a la observación de la zona designada. Una vez en ese lugar, lleva a cabo su misión, la recolección de información durante el periodo de tiempo predeterminado. El autómata cambia de posición según sea necesario, tanto para reunir información adicional como para evitar amenazas. Se transmite la información recopilada a una estación repetidora. En los casos en los que se requiere que el vehículo no sea detectado, esta información se puede almacenar en el vehículo para luego ser vertida una vez se recoja el vehículo, o transmitida en una zona más segura. El AUV necesitará llevar los siguientes sensores para la recopilación de información:

- Sensores para medidas de meteorología y oceanografía.
- Sensores para la detección y localización (por encima y por debajo de superficie) de armas químicas, biológicas, nucleares y explosivos.
- Monitorización cercana a tierra y puerto.
- Cartografía especializada, detección y localización de objetos.

### 2.2.2. Medidas contra minas

Se busca que los AUVs sean capaces de establecer rápidamente zonas de operación, rutas de tránsito y carriles seguros. Por ello se busca que sean capaces de cubrir áreas extensas con un tamaño entre  $100 \text{ mn}^2$  y  $900 \text{ mn}^2$  y abarcar la columna de agua en la que puedan existir minas. Las operaciones deben ser completadas entre 7-10 días. Las misiones incluyen:

- Reconocimiento (detección, clasificación, identificación y localización de minas)
- Neutralización
- Protección, es decir, el engaño a las minas. En caso que no se puedan neutralizar.

Un sistema exitoso tendría que barrer más de  $5.4 \text{ mn}^2/\text{h}$  para lograr este objetivo. Todavía no existe un solo AUV capaz de realizar esta misión. En la práctica habitual se usan al menos dos AUVs, uno se emplea para reconocimiento mientras el otro va neutralizando las minas encontradas, los dos deberán comunicarse entre sí para completar la misión en un tiempo aceptable.

Para este tipo de misión hay ventajas en usar AUVs pequeños ya que facilitan el lanzamiento y la recuperación, necesitan menos soporte operacional; una resistencia y una velocidad mayor que si usáramos buzos, además de una estabilidad relativa incluso en aguas poco profundas.

### 2.2.3. Guerra antisubmarina

El objetivo principal de esta misión AUV es llevar a cabo operaciones de guerra antisubmarina tales como patrullaje, detección, seguimiento y rechazo de submarinos adversarios. Estos AUVs pueden utilizarse al comienzo de un conflicto antes de que los



vehículos tripulados lleguen a la zona de operación o en zonas poco profundas para las operaciones en conjunto con submarinos tripulados. Estas misiones se pueden dividir en tres tipos:

- Supervisión del riesgo, los AUVs monitorizarán todos los submarinos que entran y salen de un puerto o de un cuello de botella (por ejemplo un estrecho).
- Protección marítima, mantener segura y limpia de amenazas submarinas el área de operación de un grupo de ataque portaaviones o formación naval.
- Proporcionar una ruta libre de amenazas submarinas para los grupos expuestos en el apartado anterior.

Estos AUVs informarán de cualquier posible amenaza que detecten, maniobrarán a lo largo del área a proteger. Una de las formas de protección de área es mediante un AUV sofisticado que sea capaz de patrullar siguiendo una ruta y actualizándola con los diferentes datos que va analizando para buscar los objetivos y comunicándoselos a la plataforma, contando con capacidad de volver a la base.

#### **2.2.4. Búsqueda y rescate submarino**

La búsqueda y rescate en el mar es extremadamente difícil. Los vehículos ROV se han usado en la búsqueda y rescate (SAR) en misiones para recuperar los cuerpos y cajas negras bajo el agua desde finales de los años 70 (ver figura 2.3). Los AUVs pueden ser utilizados durante las búsquedas para inspeccionar lugares potencialmente peligrosos antes de las operaciones de buceo. El uso de AUVs también puede ser atractivo para las operaciones de búsqueda y rescate submarino en ciertas condiciones ambientales, como bajo el hielo en los lagos congelados o en aguas muy contaminadas.

La demanda de viajes aéreos ha aumentado significativamente por la economía emergente. Sin embargo, el accidente de vuelo es una gran amenaza para la vida humana. En muchas ocasiones el accidente ocurre cuando la aeronave sobrevuela el océano, debido a la composición de la superficie de la Tierra con más del 71 % de agua [18]. Por eso el enfoque principal es reducir los tiempos de rescate para este tipo de eventos, así como los percances y abordajes en la mar de las pequeñas y grandes embarcaciones de acuerdo al convenio SOLAS [19].

#### **2.2.5. Inspección e identificación**

El vehículo debe ser capaz de inspeccionar los cascos de los buques y los muelles en busca de objetos extraños (bombas, minas y cargas especiales de ataque) también incluye actividades comunes como la comprobación del estado del casco bajo el agua, el cuidado del barco y su reparación.

Actualmente estas misiones se llevan a cabo por buzos. Por lo que los barcos deben asegurarse de la seguridad del buzo antes de realizar las operaciones. Cuando se combina esto con el tiempo que tarde el buzo en localizar el problema, coordinarse con otros buques, mala visibilidad, enredo de líneas, desorientación del buzo, condiciones peligrosas por la proximidad entre el buque y el muelle, este tipo de misiones consumen bastante tiempo y

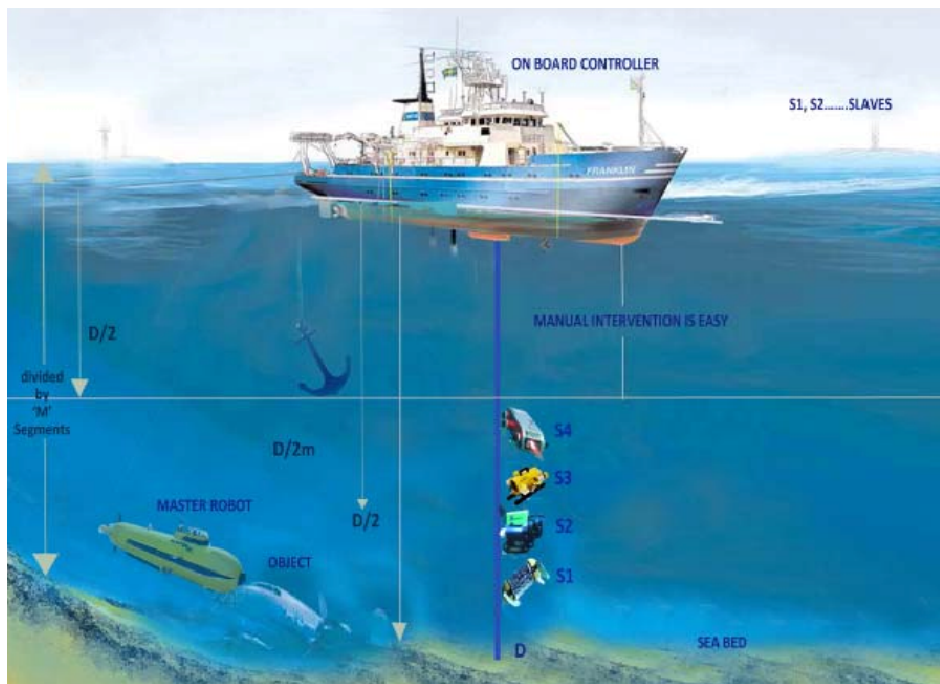


FIGURA 2.3: Búsqueda y Rescate (SAR) de aeronaves siniestradas  
Fuente: [www.geosensesurveys.com](http://www.geosensesurveys.com)

conllevan un riesgo elevado. Ambos AUV y ROV se utilizan con éxito para esta misión. El AUV explorará sistemáticamente el casco del barco, buscando anomalías e informará de lo encontrado.

### 2.2.6. Oceanografía e hidrografía

Los UUVs realizan reconocimiento oceanográfico en zonas cercanas a la costa, en aguas poco profundas, mientras que sus buques se mantienen a una distancia de seguridad. Se pueden recoger datos oceanográficos y transmitirlos inmediatamente o almacenarlos para uso futuro. Las misiones de Oceanografía e Hidrografía para operaciones navales con UUVs incluyen:

- Cartografía de fondos
- Batimetría
- Imágenes acústicas
- Imágenes ópticas.
- Evaluación del perfil del sub-fondo.
- Caracterización de la columna de agua, incluidos: perfiles de corrientes (mareas), perfiles de temperatura, perfiles de salinidad, transparencia del agua y bioluminiscencia [20].

## 2.3. Vehículos submarinos no tripulados

Se va a proceder a hacer un breve resumen de las características de los diferentes AUVs que existen actualmente en el mercado para que nos ayude a realizar un dimensionamiento previo del proyecto VESUNT.

### 2.3.1. REMUS 100

Es un vehículo subacuático autónomo ligero y compacto. Su principal característica es que puede operar autónomamente hasta 22 horas, destaca también su portabilidad ya que es lo suficientemente pequeño como para que lo lleven dos personas, pero contiene suficientes sensores (tabla 2.1), navegación y recursos de energía sofisticados como para permitirle realizar sondeos y estudios oceanográficos en grandes áreas [21].

Características	Especificaciones
Dimensiones	Eslora: 1.6 m Diámetro: 19 cm Peso: 37 kg
Velocidad	0.26-2.8 m/s (0.5-5.4 knt)
Sistemas de Navegación	LBL; USBL; Doppler navegación por estimación; GPS (Opcional)
Sistemas de Comunicación	Comunicación Acústica, WiFi, Boya de escape
Sensores	- Doppler Acústico y Medidor de corriente RD1 1.2 MHz; - Sonar de barrido lateral Marine Sonios Technology 600-, 900-, o 1200-kHz; Backscatter (retrodispersión); CTD
Autonomía	22 horas a 3 kts (66 millas); 8 horas a 5 kts (40millas)
Profundidad de operación	100 m
Sistema de Energía	1 kW.hr Lion recargable
Sistema de propulsivo	Motor transmisión directa DC "Brushless" Hélice abierta de 3 palas
Aplicaciones	Medidas contra minas; Estudios Hidrográficos; Seguridad en Puertos; Operaciones Pesqueras; Cartografía de fondos; Estudios Científicos
Capacidad de carga útil	-
Sistema construcción	Modular

TABLA 2.1: Características generales REMUS 100

### 2.3.2. REMUS 6000

Este robot marino AUV fue diseñado bajo un programa cooperativo que involucra a la Oficina Oceanográfica Naval y la Institución Oceanográfica Woods Hole (WHOI), en apoyo de las operaciones autónomas en aguas profundas. El REMUS 6000 AUV cuenta con el mismo software y subsistemas electrónicos probados que se encuentran en el REMUS 100, con una clasificación de profundidad, resistencia y carga útil que permite operaciones autónomas hasta 6000 metros de profundidad y una autonomía de más de 24 horas (ver figura 2.4). Por su peso de 862 kg requiere ser lanzado desde una plataforma especializada.



FIGURA 2.4: Vehículo REMUS 6000 desarrollado por Hydroid  
Fuente: [www.kongsberg.com](http://www.kongsberg.com)

### 2.3.3. Bluefin-21

El Bluefin-21 es un vehículo subacuático autónomo no tripulado altamente modular capaz de transportar múltiples sensores y cargas útiles a la vez. Cuenta con una alta capacidad de energía que permite operaciones extendidas incluso en las mayores profundidades hasta 4500 metros (tabla 2.2). El Bluefin-21 tiene una capacidad inmensa, pero también es lo suficientemente flexible como para operar desde varios buques en todo el mundo [22]. El Bluefin-21 es ideal para una variedad de aplicaciones, incluyendo:

- Búsqueda y salvamento
- Arqueología y Exploración
- Oceanografía
- Contramedidas de minas (MCM)
- Artillería sin explotar (UXO)

Características	Especificaciones
Dimensiones	Eslora: 2.4-4.2 m, dependiendo de la carga útil Diámetro: 53 cm Peso: 180 kg, peso del vehículo básico.
Velocidad	0.5-2.6 m/s (1-5 kt)
Sistemas de Navegación	INS con Doppler medidor de corriente; GPS; USBL; LBL
Sistemas de Comunicación	Comunicación Acústica, Módems de radio-frecuencia, Satélite Iridium
Sensores	Sonar de barrido lateral 455-kHz; CTD; (resto del equipo opcional dependiendo de los módulos)
Autonomía	20 horas a 2.9 kt (60 millas), con carga útil estándar
Profundidad de operación	4500 m
Sistema de Energía	-
Sistema de propulsivo	Propulsores con tobera tipo cardan.
Aplicaciones	Cartografía de fondos; Estudios científicos; Seguridad en puertos; Estudios Hidrográficos.
Capacidad de carga útil	300 litros
Sistema de construcción	Modular

TABLA 2.2: Características generales del AUV Bluefin-21

#### 2.3.4. Alister 9

El A9-E es la configuración del vehículo autónomo subacuático autónomo Alister del Grupo A9, un AUV, para monitoreo ambiental. Además de la adquisición de imágenes del fondo marino, registrará datos batimétricos, así como información ambiental, como turbidez del agua, conductividad, temperatura, fluorescencia, oxígeno disuelto o pH. La planificación y el monitoreo de la misión se realizan a través de un software de uso fácil, le permite seguir al vehículo en cualquier momento durante su misión (ver figura 2.5). Tiene una eslora de 5 m y un peso de 960 kg, empleado para conseguir profundidades de hasta 300 m y una autonomía de 16 horas [23].

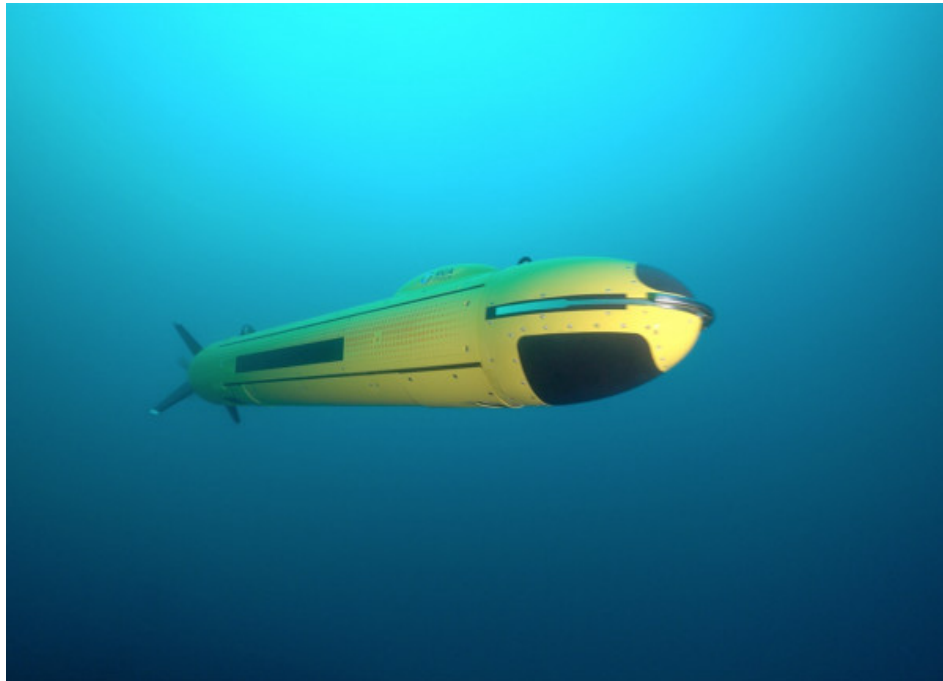


FIGURA 2.5: Vehículo Alister 9 desarrollado por ECA(Francia)  
Fuente: [www.ecagroup.com](http://www.ecagroup.com)

#### 2.3.5. HUGIN 3000

Estos vehículos subacuáticos autónomos de navegación libre, son de la firma noruega Kongsberg, se caracterizan por una gran maniobrabilidad y una alta precisión de estabilización [24]. La forma hidrodinámica, los instrumentos precisos y la excelente capacidad de la batería hacen que este AUV sea ampliamente usado en la inspección submarina remota a profundidades de 3000 m (tabla 2.3).

Características	Especificaciones
Dimensiones	Eslora: 5.35 m Diámetro: 1 m Peso: 1400 kg
Velocidad	2.1 m/s (4 kt)
Sistemas de Navegación	Navegador Inercial (INS); USBL; LBL; GPS (opcional)
Sistemas de Comunicación	Modem acústico y de radio-frecuencia; comunicación por satélite
Sensores	Ecosonda multi-haz; perfilador de sub-fondo; sonar de barrido lateral; Sonar de busca volumétrica.
Autonomía	50-60 horas dependiendo de la velocidad y de la carga útil
Profundidad de operación	3000
Sistema de Energía	45 kW.hr AI/HP semi pila de combustible
Sistema de propulsivo	-
Aplicaciones	Estudios de gas y petróleo; Estudios científicos
Capacidad de carga útil	-
Sistema de construcción	Modular

TABLA 2.3: Características generales del HUGIN 3000

## 2.4. Proyecto VESUNT

El Instituto de Investigación y Desarrollo Tecnológico de la Armada de México (INIDETAM) como ayuda en la solución de los problemas de seguridad nacional expuestos en apartados anteriores, propone el desarrollo de dos vehículos submarinos no tripulados de estructura cilíndrica, hidrodinámicamente estable, estanca y resistente a 100 m de profundidad; contando con propulsión eléctrica, sensores oceanográficos y acústicos, controlados por una estación remota marina.

Los Vehículos Subacuáticos No Tripulados (VESUNT) deben satisfacer lo siguiente:

- Funcionar como herramienta de prueba y validación de los sensores subacuáticos adquiridos y desarrollados por la institución, así como para entrenamiento de las tripulaciones de las unidades de superficie en materia de guerra antisubmarina.
- Contar con los medios de monitoreo y control, a través de un sistema de comunicación subacuática, del estado de operación de los vehículos subacuáticos, cumplimiento de las órdenes y almacenamiento de la información oceanográfica, fotografías y videos que recolecten durante las misiones.
- Contar con enlaces seguros y confiables para que los vehículos subacuáticos naveguen en la dirección, velocidad y profundidad ordenada desde la estación de control.
- Contar con sensores subacuáticos que apoyen a la navegación segura de la plataforma y faciliten la detección de blancos por debajo de la termoclina estacional.

### 2.4.1. Producto esperado

La propuesta de desarrollo de Vehículo Subacuático No Tripulado (VESUNT) [3], debe alcanzar lo siguiente:

- Dos Vehículos subacuáticos no tripulados conformados por una plataforma de forma cilíndrica, hidrodinámicamente estable, estanca y resistente a 100 m de profundidad; propulsión eléctrica a baterías, autonomía de 5 hrs a velocidad máxima de 3 nudos. Contará con navegadores inerciales, cámaras de video y GPS para navegación en superficie. Será equipado con cámara de alta resolución y luces frontales para grabación de video. Capacidad para generar señales correspondientes a ruidos subacuáticos que emulen diversos blancos que refuercen la capacitación del personal de operadores de sonar y optimización de los algoritmos de detección desarrollados.
- Una Estación de Control con capacidad de monitorear y girar instrucciones hasta dos VESUNT a través de un enlace seguro de comunicaciones subacuáticas, vía ondas de presión.
- Módulo de navegación subacuática y superficial reconfigurable, tolerante a fallas, que permita mantener el mando y control del movimiento del vehículo de un punto a otro y hasta 100 m de profundidad de operación. Con sensores de emergencia que aseguren el retorno a la superficie en caso de pérdida de comunicación. Contará también con los medios necesarios para la recolección de las condiciones oceanográficas durante su navegación.
- Arreglo de sensores de flanco para detección de blancos que se encuentren operando dentro de su rango de detección; sonar de navegación para prevenir cualquier obstáculo a la navegación imprevisto, así como sonar de comunicaciones para mantener el enlace con la Estación de Control.

#### 2.4.2. Características

Los Vehículos Subacuáticos No Tripulados que se proponen desarrollar son de forma cilíndrica, similar a un torpedo o submarino convencional. Sus dimensiones son de 3 m de eslora por 60 cm de diámetro exterior y tendrán un peso máximo de 900 kg. Estarán fabricados con una estructura metálica resistente y recubiertos por materiales compuestos a bases de fibra de vidrio y carbono. Se construirán por secciones de popa, centro y popa para facilitar su ensamble y operación. El software necesario para cumplir la funcionalidad descrita se creará durante el desarrollo del proyecto. El prototipo que desarrollará el INIDETAM se muestra en la figura 2.6.

#### 2.4.3. Sensor de batimetría

Un sistema de batimetría es uno de los elementos más importantes del equipo naval. Bien diseñado, un sistema de alto desempeño tiene un papel muy importante en la guerra antisubmarina. La tecnología de la ecosonda o batímetro es un producto combinado de la física acústica submarina, ingeniería acústica submarina, ingeniería eléctrica y fabricación de transductores. Una definición de batímetro es: el método o equipo que mide distancias o identifica un objeto bajo el agua usando ondas acústicas. En un sentido amplio, cualquier sistema que use energía acústica subacuática para observar o comunicar se puede llamar sistema de sonar.

Como marca el objetivo de la presente tesis, se propone la implementación de un sensor de batimetría, esperando un alcance de alrededor de 100 m de profundidad, como se tiene

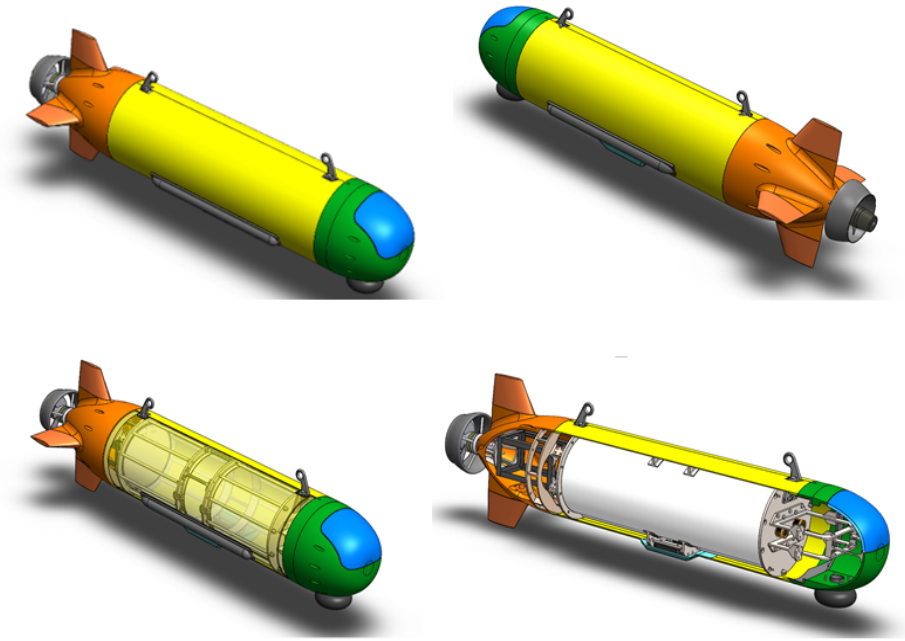


FIGURA 2.6: Esquemas del diseño VESUNT  
Fuente: INIDETAM

visualizado en la capacidad de detección del vehículo en desarrollo. Un sensor que efectúe monitoreo de las condiciones del fondo marino y mapeo continuo de la trayectoria de navegación; que a futuro sea capaz de ser integrado al sistema del proyecto VESUNT o en su caso, la mejora de los que ya tenga instalados, con el diseño y algoritmos que se proponen a lo largo de este trabajo.



## Capítulo 3

# El océano como medio acústico

---

El océano es un medio acústico extremadamente complicado, que muestra varios procesos interdisciplinarios de múltiples escalas interactivas. Procesos como olas, remolinos y frentes hacen que el entorno acústico del océano sufra cambios drásticos en tiempo y espacio. El rasgo más característico del medio oceánico es su naturaleza no homogénea. Hay dos tipos de inhomogeneidades, regulares y aleatorias, y ambas influyen fuertemente en el campo del sonido en el océano. Por ejemplo, la variación regular de la velocidad del sonido con la profundidad conduce a la formación del canal de sonido bajo el agua y, como consecuencia, a la propagación del sonido de largo alcance [25]. Las inhomogeneidades aleatorias dan lugar a la dispersión de las ondas de sonido y, por lo tanto, a las fluctuaciones en el campo de sonido.

El medio subacuático presenta unas propiedades que favorecen especialmente el empleo de ondas acústicas en lugar de las ondas electromagnéticas. Las ondas electromagnéticas experimentan una atenuación muy elevada en el agua, del orden de 3 dB/m para una frecuencia de 30 kHz, mientras que una onda acústica a esa misma frecuencia presenta una atenuación del orden de 9 dB/km. Por otra parte, las frecuencias ópticas se encuentran tan afectadas por el *scattering* y la dispersión que el medio se vuelve opaco más allá de distancias superiores a 200 metros para estas frecuencias [26]. Debido a estos problemas, el uso de las ondas electromagnéticas en el agua se encuentra muy restringido.

Los efectos sobre la atenuación del sonido en el océano se pueden dividir por la pérdida de absorción del medio acuoso en sí mismo y la pérdida debida a partículas de sedimento suspendidas en el agua. La atenuación acústica en sedimentos suspendidos puede considerarse como una suma de absorciones viscosas y dispersantes, que son fuertemente afectadas por una distribución en tamaño de la partícula del sedimento. Los modelos de atenuación para predecir la atenuación en los sedimentos suspendidos utilizan un tamaño de partícula medio como parámetro de entrada.

En general, el medio subacuático presenta unos efectos muy parecidos al atmosférico: atenuación y absorción de la señal por el medio, la presencia de ruido, la variabilidad espacial y temporal que presenta, efecto Doppler, capas de burbujas, corrientes internas y muy especialmente el multicamino. Estos mecanismos provocan que la señal pueda llegar al receptor bastante degradada.

La velocidad del sonido y las pérdidas de transmisión son los dos parámetros fundamentales en lo que respecta a la propagación de una onda acústica en un medio subacuático. La variación de la velocidad del sonido con la profundidad determinará lo que se conoce como "*perfil de la velocidad del sonido*", que según su forma favorecerá la propagación de la onda acústica de una manera particular. Las pérdidas de transmisión vienen dadas por los distintos factores que atenúan la onda acústica en su recorrido por el medio subacuático.

### 3.1. Velocidad del sonido en el agua

Las variaciones de la velocidad del sonido  $c$  en el océano son relativamente pequeñas. Como una regla,  $c$  ronda entre 1450 y 1540 m/s. Pero aun así, esos pequeños cambios de  $c$  afectan significativamente la propagación del sonido en el océano.

De forma rigurosa, la velocidad del sonido se obtiene a partir de la ecuación de ondas lineal [26], y su valor es el que aparece en la ecuación 3.1:

$$c^2 = \gamma \frac{\beta_T}{\rho_0} \quad (3.1)$$

Donde  $c$  es la velocidad del sonido en m/s,  $\gamma$  es el índice adiabático,  $\beta_T$  es el módulo de compresibilidad isotérmico y  $\rho_0$  la densidad de equilibrio. A su vez estas tres magnitudes son función de la temperatura y de la presión de agua.

Obtener una expresión donde queden reflejadas de forma clara estas variaciones es complicado, de forma que lo habitual es expresar la velocidad del sonido mediante expresiones semi-empíricas si la temperatura  $T$ , salinidad  $S$ , y presión hidrostática  $P$  (o profundidad  $z$ ) son conocidas. El error de las mediciones por los velocímetros modernos son aproximadamente de 0.1 m/s. La precisión de los cálculos por fórmulas empíricas más completas es casi lo mismo. Sin embargo, las fórmulas que proporcionan tanta precisión son muy engorrosas. Una ecuación menos precisa pero más simple es 3.2:

$$c = 1449.2 + 4.6T - 0.055T^2 + 0.00029T^3 + (1.34 - 0.010T)(S - 35) + 0.016z \quad (3.2)$$

Aquí la temperatura es expresada en °C, salinidad en partes por mil ‰, profundidad  $z$  en metros, y la velocidad  $c$  en m/s. La ecuación 3.2 es válida para  $0^\circ\text{C} \leq T \leq 35^\circ\text{C}$ ,  $0 \leq S \leq 45 \text{‰}$ , y  $0 \leq z \leq 1000 \text{ m}$ .

A lo largo de las últimas décadas, han surgido diferentes ecuaciones para expresar la velocidad del sonido en medios marinos, donde las más importantes son las ecuaciones de Del Grosso y de Chen y Millero. Esta última ecuación fue reconocida por la UNESCO como el algoritmo estándar para calcular la velocidad del sonido para medios subacuáticos [27].

La velocidad del sonido incrementa con la temperatura, salinidad y profundidad. De acuerdo a la ecuación 3.2 el incremento en la salinidad por 1 ‰ a una temperatura  $T = 10^\circ\text{C}$

y en una profundidad de 100 m, conlleva a que la velocidad del sonido aumente 1.2 m/s y 1.6 m/s, respectivamente. El incremento de la velocidad del sonido  $\Delta c$  debido a un cambio en la temperatura de 1°C depende del valor de la temperatura:

$T$ [°C]	5	10	15	20	25	30
$\Delta c$ [m/s]	4.1	3.6	3.1	2.7	2.4	2.1

Cuando la temperatura y la salinidad son constantes, la velocidad del sonido incrementa con el aumento de la presión hidrostática. El gradiente relativo ( $d_c/d_z$  dividido por  $c_0$ ) en este caso es  $1.1 - 1.2 \times (10^{-5} \text{ m}^{-1})$ . El gradiente vertical de la velocidad del sonido en la mayoría de las regiones oceánicas es de unas mil veces la horizontal, excepto en las áreas de convergencia de corrientes frías y calientes, donde los gradientes vertical y horizontal son a veces comparables.

Así, en una primera aproximación, el océano puede ser considerado un semi plano estratificado, donde sus características varían sólo con la temperatura y son constantes en el plano horizontal. Teniendo en cuenta todos estos efectos, se obtiene el perfil de la velocidad del sonido, que para latitudes medias tiene la forma típica dada en la figura 3.1.

A profundidades elevadas, la temperatura se mantiene prácticamente constante, de manera que como la salinidad apenas varía con la profundidad, los cambios en la velocidad del sonido vienen dados por la variación de la presión con la profundidad. Ésta disminuye a medida que la superficie está más cerca, por lo que la velocidad del sonido disminuye también. En la figura 3.1, este comportamiento se da hasta una profundidad en torno al kilómetro, donde se produce un mínimo en el valor de la velocidad del sonido. La región que ocupa desde el fondo oceánico hasta el mínimo, se denomina capa isotérmica profunda.

Para valores menores de esta profundidad, comienza a notarse el efecto de la temperatura, aumentando a medida que se aproxima la superficie del mar, siendo éste efecto más importante que el de la variación de la presión con la profundidad. Esta zona, que se extiende desde los 1000 m hasta una profundidad de 200 m aproximadamente, se denomina termoclina principal, y en ella el efecto de las estaciones es despreciable. Entre los 200 m y los 100 m se tiene una región donde los efectos estacionales sí son apreciables, de manera que la forma del perfil en esta región varía en función de la estación. Esta región se denomina termoclina estacional. Entre los 100 m y la superficie aparece una zona expuesta a los cambios atmosféricos, ya sea el viento o cambios bruscos de temperatura y movimiento de masas de agua. Este movimiento de masas de agua produce una mezcla que hace que esta región pueda considerarse como isoterma, a pesar de los cambios bruscos de temperatura que pueda sufrir. Por ello se denomina capa superficial o de mezcla.

El perfil aquí descrito es válido para latitudes medias, pero de forma general varía con la latitud y las condiciones particulares del lugar. Por ejemplo, en una región polar no se produce el aumento de temperatura a medida que se aproxima la superficie, por lo que la capa isotérmica profunda se extiende hasta la superficie, y en otras zonas, la profundidad del mínimo de la velocidad del sonido puede ser distinta al kilómetro.

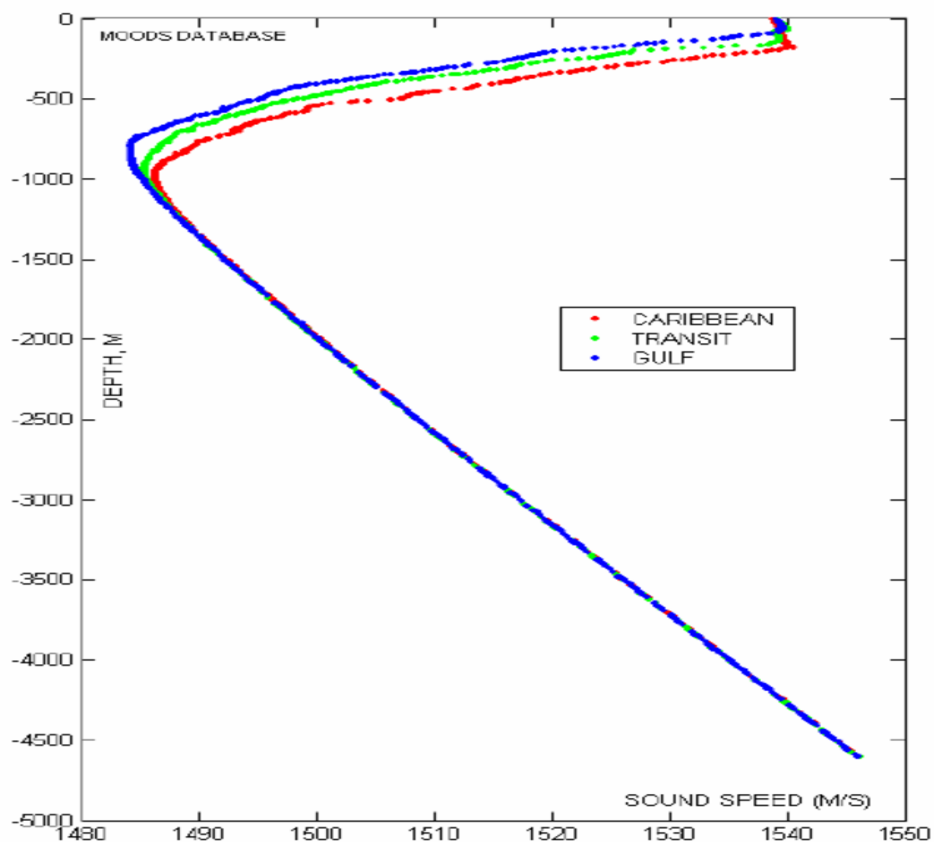


FIGURA 3.1: Perfil de la velocidad del sonido

Fuente: Tesis (PH. D.) "The use of ocean tomographic observations in numeric simulation of mesoscale oceanic circulation"

Una vez que se conoce la forma del perfil de la velocidad del sonido, se puede determinar cómo se va a propagar la señal acústica por el medio subacuático. Debido al principio de Huygens y dada la forma del perfil de la velocidad del sonido, se forman zonas donde las ondas que surgen de los frentes de onda se propagarán a velocidades distintas en función de la profundidad a la que se encuentren dichos frentes. El efecto neto es la curvatura de la onda acústica hacia la región donde la velocidad del sonido es menor. La forma del perfil de la velocidad del sonido y este efecto de la curvatura de las ondas acústicas hacia las zonas donde esta velocidad es menor, es clave para la aparición de distintos tipos de propagación, tal y como se verá más adelante.

### 3.2. Pérdidas de transmisión

En la propagación de la señal acústica por el medio subacuático, ésta sufrirá distintas pérdidas debido a tres contribuciones principales: la divergencia geométrica, la absorción

del medio y los rebotes producidos en las superficies. Estas pérdidas se engloban en un parámetro denominado pérdidas de transmisión,  $TL$  (*Transmission Loss*).

La divergencia geométrica se produce como consecuencia de la propagación de la onda acústica. La forma natural de propagación de una onda acústica es esférica, y por tanto la energía que transporta la señal se va repartiendo a medida que aumenta la distancia. Sin embargo, cuando la relación entre la distancia a la que se propaga la onda y la profundidad del fondo es tal que la onda queda confinada entre la superficie del mar y del fondo, se considera que la propagación es cilíndrica.

A priori, las pérdidas de transmisión se calculan a partir de la intensidad acústica, aunque es más cómodo utilizar una expresión en función de la distancia. Para una distancia determinada  $r$ , las pérdidas de transmisión por divergencia geométrica, si ésta es esférica, es el doble que si fuera cilíndrica [26]. En concreto, para una divergencia esférica las pérdidas de transmisión, en dB, vienen dadas por la ecuación 3.3, y para una divergencia cilíndrica, por 3.4:

$$TL_{esf} = 20 \log r \quad (3.3)$$

$$TL_{cil} = 10 \log r \quad (3.4)$$

Durante la propagación de la señal acústica, parte de la energía de ésta pasará al medio en forma de calor; este proceso se conoce como absorción por el medio, y consta de dos contribuciones principales: la viscosidad del agua y procesos de relajación. En agua dulce sólo aparece la primera de las contribuciones, mientras que la segunda aparece en agua salada, debido a los procesos de relajación iónica del sulfato de magnesio y del ácido bórico.

Estas contribuciones se recogen en el parámetro denominado coeficiente de absorción, que se expresa de forma semi-empírica, conociendo diversas fórmulas a lo largo de las últimas décadas. Una de las expresiones más utilizadas es la de Francois y Garrison [28], que data de principios de los años 80, válida para frecuencias entre 100 Hz y 1 MHz, y que se expresa según la ecuación 3.5:

$$\alpha = \frac{A_1 P_1 f_1 f^2}{f^2 + f_1^2} + \frac{A_2 P_2 f_2 f^2}{f^2 + f_2^2} + A_3 P_3 f^2 \quad (3.5)$$

Donde  $\alpha$  tiene unidades de  $\text{dB}\cdot\text{km}^{-1}$  y  $f$  es la frecuencia de la señal en kHz. El primer término proviene de la contribución del ácido bórico, el segundo de la contribución del sulfato de magnesio y el tercero de la viscosidad del agua,  $f_1$  y  $f_2$  son las frecuencias de relajación del ácido bórico y el sulfato de magnesio respectivamente, en kHz, y los coeficientes  $A_i$  y  $P_i$  pueden depender del  $pH$ , la salinidad, la profundidad, la temperatura y la velocidad del sonido.

Se concluye que para realizar transmisiones a distancias elevadas, del orden de varios kilómetros, habría que emplear frecuencias del orden de decenas de kHz, puesto que en

caso contrario la absorción será demasiado grande; para transmisiones a distancias cortas, menores de 1 km, se podrían emplear frecuencias del orden de centenares de kHz.

La última contribución a las pérdidas de transmisión se debe a los rebotes de la señal en la superficie del mar o el fondo. En el caso de la superficie del mar, si ésta es totalmente lisa, la reflexión se puede considerar especular y apenas se pierde energía en el proceso. En el caso de que la superficie no sea lisa, parte de la señal se reflejará en direcciones distintas a la que tendría en el caso de una reflexión especular, por lo que se pierde energía. Se suele utilizar el parámetro de Rayleigh, dado en la ecuación 3.6, para caracterizar la regularidad de la superficie del mar [29]:

$$R = 2\alpha k \sin \theta \quad (3.6)$$

Donde  $k$  es el número de ondas,  $\theta$  el ángulo de incidencia sobre la superficie del mar, y  $2\alpha$  es el valor *rms* de la altura de las olas, desde su punto más alto hasta el más bajo, considerando un tercio de las olas más altas. Mediante distintos experimentos, se ha podido determinar que para frecuencias inferiores al kHz las pérdidas de transmisión son de 1 dB/rebote, mientras que para frecuencias mayores que 25 kHz, estas pérdidas rondan los 3 dB/rebote [29]. Este aumento en las pérdidas se debe a que a medida que aumenta la frecuencia disminuye la longitud de onda, y por tanto afectarán al rebote irregularidades más pequeñas en la superficie, que en el caso de longitudes de onda mayores pasarían desapercibidas.

Teniendo en cuenta todas las contribuciones vistas, las pérdidas de transmisión se pueden expresar según la ecuación 3.7 para una propagación esférica [29], o la ecuación 3.8 para una propagación cilíndrica [29]:

$$TL_{esf} = 20 \log r + \alpha r \times 10^{-3} + TL_{reb} \quad (3.7)$$

$$TL_{cil} = 10 \log r + \alpha r \times 10^{-3} + TL_{reb} \quad (3.8)$$

Donde la distancia  $r$ , que es donde se quieren medir las pérdidas (generalmente en el receptor), está expresada en metros, y se ha dejado de forma genérica la contribución de los rebotes denominada  $TL_{reb}$  expresada en dB/rebote, al depender de demasiadas condiciones y modelos para dar una expresión explícita.

### 3.3. Mecanismos adicionales en la propagación acústica subacuática

En la propagación acústica subacuática, como se ha analizado anteriormente, influyen de manera especial la forma del perfil de la velocidad del sonido, y el valor de la atenuación que sufra la señal, debido a la divergencia geométrica y los procesos de absorción y rebotes. Sin embargo, considerar únicamente estos efectos conformaría un caso ideal dentro de las aplicaciones prácticas. Numerosos mecanismos adicionales pueden aparecer cuando se

realiza una propagación acústica en medios subacuáticos, algunos de los cuales provocarán fluctuaciones de la señal, tanto en amplitud como en fase. Por defecto, se hablará de medios marinos, pero en general estos efectos pueden aparecer en otros medios subacuáticos.

Un mecanismo que aparecerá siempre será la reverberación. La reverberación es la energía dispersada en otras direcciones como resultado de la interacción de las ondas acústicas con el medio, como los rebotes en las superficies o el encuentro de las ondas con partículas en suspensión en el agua. La figura 3.2 muestra un ejemplo de distintos procesos de reverberación, donde en trazo discontinuo aparece la señal reflejada que provoca reverberación.

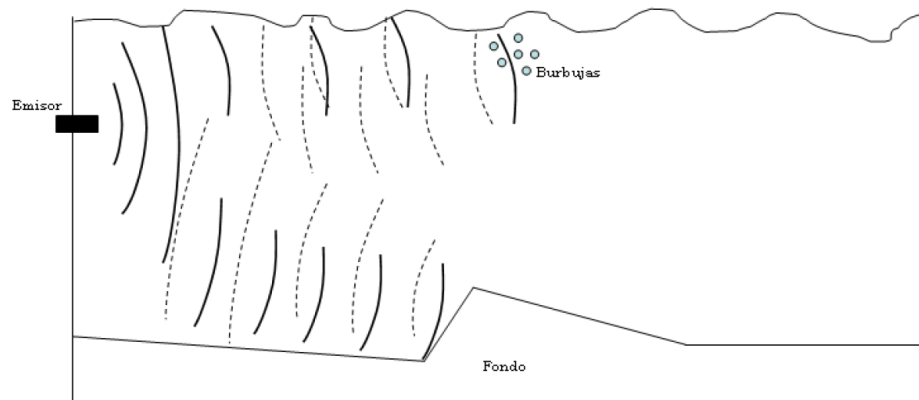


FIGURA 3.2: Proceso de reverberación

Fuente: Artículo "Modelos de Propagación de Señales Acústicas en Entornos Subacuáticos"

Se pueden considerar dos tipos de reverberación: volumétrica y superficial. La reverberación volumétrica se produce en el volumen de agua donde tiene lugar la propagación, y se debe fundamentalmente a las partículas en suspensión y a la existencia de vida marina.

Por otra parte, las burbujas de gas presentes en el agua acaban formando parte de los procesos de compresión y rarefacción de la onda, donde la magnitud de esta respuesta a la señal acústica dependerá de la frecuencia y del tamaño de las burbujas. En este proceso, las ondas acústicas pierden energía en favor de las burbujas, que las radiarán en todas direcciones, provocando la reverberación, que será máxima cuando las burbujas entran en resonancia [30].

Además de este efecto, y aunque no es reverberación, cabe mencionar que las burbujas de gas provocan la variación de la velocidad del sonido al pasar por una región donde esté presente una capa de burbujas. Si el tamaño de las burbujas es menor que el de resonancia para la frecuencia de la señal, la burbuja se comprime durante la fase de compresión de la onda acústica, se reduce entonces el módulo de compresibilidad y se reduce por tanto la velocidad del sonido; si el tamaño es mayor, la burbuja se expande durante la fase de compresión, aumenta el módulo de compresibilidad y aumenta por tanto la velocidad del

sonido [30]. Estas variaciones de la velocidad del sonido afectarán a la forma del perfil, con las consecuencias que esto conlleva.

De forma general, si se emite un pulso sinusoidal la señal procedente de la reverberación aparecerá como un tono irregular que va decayendo con el tiempo, aunque pueden aparecer picos de intensidad en algunos instantes. Este tono sufrirá un desplazamiento en frecuencia y un ensanchamiento del espectro, debido al movimiento de las partículas en suspensión, fauna marina, la posibilidad de que la reverberación recibida de diferentes direcciones haya sufrido desplazamientos Doppler diferentes, etc. La reverberación será mayor a medida que aumenta la potencia transmitida y la señal acústica se emita en un rango de ángulos más amplio.

El efecto Doppler es otro de los mecanismos adicionales a considerar. Dada la naturaleza del medio subacuático, el emisor o el receptor (o ambos) pueden estar en movimiento al realizar las medidas, como por ejemplo, en un barco. En ese caso, se produce el efecto Doppler, consistente en un desplazamiento de la frecuencia; si la señal puede recorrer distintos caminos (multicamino), aparecen diferentes desplazamientos Doppler que dan lugar a un ensanchamiento del espectro en el receptor.

Además, aunque los instrumentos estuvieran perfectamente quietos, puede existir también un ensanchamiento Doppler debido al movimiento de masas de agua mientras se transmite la señal, como el que se da en las olas, que alteran la superficie de reflexión. Otra contribución puede venir por las corrientes internas, provocando el desplazamiento de masas de agua, lo que afectará a la propagación acústica.

Para evitar las consecuencias de este ensanchamiento, la duración de la señal debe cumplir la relación dada en la expresión 3.9 [31]:

$$\frac{1}{T} > B \quad (3.9)$$

Donde  $T$  es la duración de la señal y  $B$  el ensanchamiento Doppler. Este ensanchamiento Doppler aumenta con la frecuencia, por lo que será de especial importancia en distancias cortas (un kilómetro o menores), donde se pueden emplear varias decenas de kHz.

El ensanchamiento Doppler resulta de interés junto al retardo asociado al multicamino, que aparecerá debido a los rebotes en la superficie y a la refracción de los rayos hacia el mínimo de la velocidad del sonido, por lo que la disposición del emisor y el receptor es crítica. El retardo de multicamino es el tiempo entre la llegada de la primera señal y la del camino más largo.

Además de estos efectos, hay que tener en cuenta que el medio subacuático es dinámico, es decir, existen diversos procesos que provocan cambios en el medio. Estos procesos se suelen clasificar en función de la extensión espacial que presentan, en fenómenos de gran escala (más de 100 km), de mesoescala (entre 100 m y 100 km) y de pequeña escala (menos de 100 m) [29].



Entre los fenómenos de gran escala se encuentran la circulación debida al viento producida en los primeros cientos de metros de profundidad, y la circulación termohalina, debida a cambios en la densidad producidos por variaciones en la temperatura y salinidad del agua.

Dentro de los fenómenos de mesoescala se encuentran los frentes oceánicos, los remolinos y las ondas internas. Los frentes oceánicos son zonas de transición que separan masas de agua de características diferentes, especialmente temperatura y salinidad. Los remolinos consisten en masas de agua que fluyen de forma circular cerrándose sobre sí mismas, por lo que se pueden considerar un caso particular de frente oceánico, al mostrar unas características distintas que sus alrededores. Por su parte, las ondas internas son ondas que se propagan por las interfases entre capas de fluidos de distinta densidad, o en un mismo fluido que presente un gradiente de densidad.

Por último, entre los fenómenos de pequeña escala destaca el conocido como escalera termohalina, que aparece generalmente en la termoclina principal y que consiste en zonas de varios metros de profundidad donde la temperatura y la salinidad son uniformes, separadas por otras donde existe un gradiente apreciable en estas magnitudes. Este efecto aparece más frecuentemente en zonas donde existe mezcla de agua dulce con salada.

El último mecanismo a considerar es el ruido ambiental, es decir, toda aquella señal que se sigue recibiendo cuando se ha eliminado toda fuente de ruido conocida. Este ruido ambiental se suele escuchar como un murmullo de baja frecuencia, generalmente del orden de 1 Hz.

En alta mar, cuando se puede considerar una propagación de aguas profundas, existen diversas fuentes posibles de ruido ambiental: las olas, mareas y turbulencias, que provocan cambios en la presión que registran los hidrófonos, la ruptura de las olas en la superficie del mar y la de las burbujas en el agua, movimientos sísmicos, la presencia de barcos y el denominado ruido térmico de las moléculas. Casi todas estas contribuciones son de baja frecuencia, generalmente inferiores a 100-500 Hz, excepto la ruptura de olas y burbujas, que pueden llegar a 30 kHz, y el ruido térmico, que puede llegar a los 100 kHz.

En aguas poco profundas, las fuentes posibles de ruido ambiental son conocidas también, pero su variabilidad, tanto espacial como temporal, es mayor. Estas fuentes son la pesca y el ruido provocado por la industria, el viento y el ruido biológico, provocado por la vida animal, como por ejemplo los crustáceos. De forma general, el ruido ambiental en aguas poco profundas afecta más a bajas frecuencias, al igual que en el caso anterior.

Existen dos contribuciones más. Una es común a las aguas profundas y poco profundas, y consiste en el ruido provocado por las gotas de lluvia al chocar contra la superficie del mar. Este ruido puede llegar a frecuencias de 10 kHz [30]. La otra contribución es específica de regiones polares, donde la pesca y el viento afectan en menor medida debido a la capa de hielo que cubre la superficie del mar, pero la ruptura de estas capas es una fuente de ruido importante y que puede llegar hasta frecuencias de 1 kHz [29].

### 3.4. Batímetro

El desenlace de un levantamiento batimétrico es un mapa de las profundidades del agua en un marco geográfico referenciado. En ríos, estuarios, canales de navegación, puertos y en aguas costeras poco profundas, las preocupaciones por la seguridad de la navegación subrayan la necesidad de citados levantamientos. En mar abierto, el incentivo para los estudios batimétricos es en su mayoría de carácter exploratorio, aunque los montes submarinos son potencialmente peligrosos para la navegación submarina. El conocimiento del relieve del fondo marino ayuda a los geólogos marinos a dibujar inferencias sobre los procesos dinámicos que dan forma a la Tierra. También ayuda a establecer la viabilidad de la exploración en alta mar de yacimientos minerales, particularmente en las Zonas Económicas Exclusivas (ZEE) reclamadas por países con fronteras oceánicas.

Hasta la década de 1920, la profundidad del agua se medía mediante el método de línea y avance, y aunque las mediciones fueron confiables, en su espaciado usualmente no se muestreaba correctamente el relieve inferior dando una falsa impresión de fondos marinos sin rasgos distintivos. En la década de 1920 las ecosondas empezaron a reemplazar el método de línea principal, por lo que se hicieron posibles los registros casi continuos de la profundidad a lo largo de cada travesía de los buques. En la década de 1950, las mejoras en la tecnología del transductor y en la precisión de la sincronización dieron origen a la sonda de profundidad de precisión y grabadora, comúnmente conocida como PDR [32]. Estas ecosondas aumentaron la exploración en el fondo de los océanos, pero debido a su ancho de haz grande (30-60°) solo pudieron delinear el relieve a escalas (<1 km). Para remediar esta deficiencia, las ecosondas de menor ancho de haz (2-3°) se introdujeron a finales de los años 50.

Desde los años 70 hasta la actualidad, las mejoras en la fabricación de transductores y los sistemas de cómputo, llevaron al avance en los métodos de levantamientos batimétricos, con los conceptos que se emplean hoy en día: las ecosondas multihaz y de ecosondas de múltiple haz estrecho, que miden las profundidades simultáneamente de una serie de haces que apuntan en ángulos de incidencia discretos en la dirección del barco.

Como definición un batímetro es un sensor acústico que mide el tiempo de ida y vuelta que le toma a un pulso de sonido viajar desde la fuente que lo genera hasta la superficie donde se desea tomar la medición y retorno, calculando así la distancia entre esos dos puntos, estos sensores también suelen tener el nombre de ecosondas.

La mayor diferencia entre varios tipos de batímetros es la frecuencia con la que trabajan. Los transductores pueden ser clasificados de acuerdo a su ancho de pulso, frecuencia y potencia nominal. El sonido se irradia desde el transductor en un cono, el ancho de haz es determinado por la frecuencia del pulso y el tamaño del transductor de la ecosonda. Bajo el agua, las bajas frecuencias penetran más profundo, pero tienen menos resolución. Un transductor típico de baja frecuencia opera a 12 kHz y uno de alta frecuencia opera a 200 kHz [33]. La manera en que este tipo de sensores calcula la distancia es con la siguiente ecuación 3.10:

$$D = \left( V \cdot \frac{T}{2} \right) + K + D_r \quad (3.10)$$

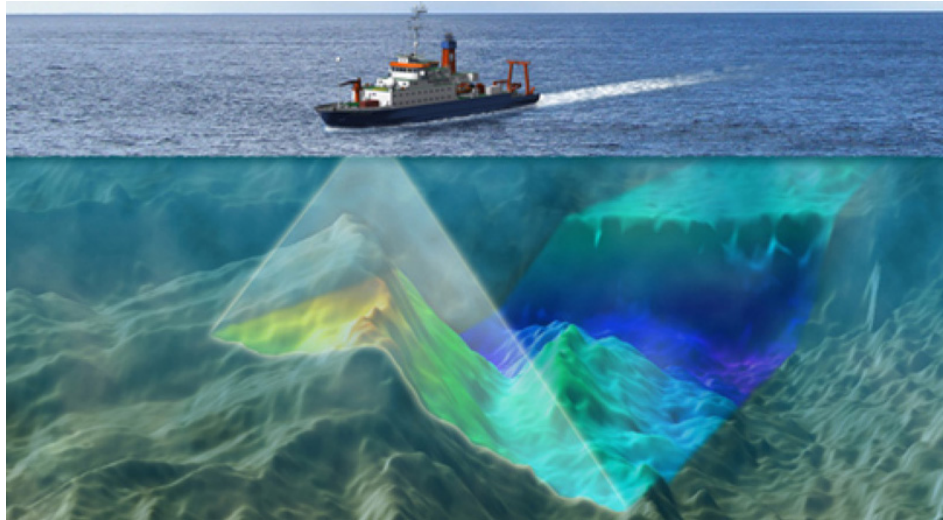


FIGURA 3.3: Levantamiento batimetrico  
Fuente: [www.tecnoceano.com](http://www.tecnoceano.com)

Donde:

$D$ - Profundidad por debajo de la superficie o de la plataforma de medición.

$V$ - Velocidad media del sonido en la columna de agua.

$T$ - Tiempo de ida y vuelta del pulso de sonido.

$K$ - Constante del error de instrumento.

$D_r$ - Profundidad del transductor por debajo de la superficie.



## Capítulo 4

# Diseño y construcción del hardware del batímetro

---

En este capítulo se describen los diseños y la selección de componentes para el hardware del sistema de batimetría. Como se mencionó en capítulos anteriores, debido a la gran atenuación que existe en el medio subacuático, se requiere de un diseño y construcción de hardware que permita la máxima transferencia de potencia en la transmisión acorde a la frecuencia de trabajo del hidrófono a emplear, a su vez, para la tarjeta de recepción el sistema debe ser capaz de minimizar el ruido con el fin de obtener rebotes de la señal con la mejor SNR posible, y así el procesamiento de señales incrementa la resolución del batímetro.

Antes de aplicar los algoritmos para la estimación de distancia y ejecutar simulaciones del sistema, es necesario que se conozcan los límites de hardware con los que se cuenta, esto dará lugar al completo aprovechamiento del mismo y evitar forzar el trabajo de la electrónica.

### 4.1. Hidrófonos

El desarrollo de transductores electroacústicos submarinos se expandió rápidamente durante el siglo XX, y sigue siendo un campo de conocimiento en crecimiento que combina mecánica, electricidad, magnetismo, física de estado sólido y acústica con muchas aplicaciones significativas. En el sentido más general, un transductor es un proceso o un dispositivo que convierte energía de una forma a otra. Así, un transductor electroacústico convierte energía eléctrica a energía acústica o viceversa. Tales procesos y dispositivos son muy comunes. Por ejemplo, una tormenta eléctrica es un proceso natural en el que la energía eléctrica, visible en forma de relámpago, se convierte parcialmente al sonido del trueno.

Los hidrófonos detectan las variaciones de presión de las señales acústicas y el ruido en el agua, y generan una tensión de salida proporcional a la presión. Además producen una tensión de ruido debido a la agitación térmica en cualquier resistencia interna.

Los hidrófonos generalmente operan en banda ancha por debajo de la resonancia. La señal más pequeña detectable por un hidrófono es igual o un poco menos que el ruido ambiental del mar, a menos que la suma del ruido del hidrófono interno más el ruido de entrada del preamplificador exceda el ruido del océano.

## 4.2. Caracterización de hidrófono SS510

El hidrófono SS510 de la marca AIRMAR, es un dispositivo de profundidad de bajo costo para monitoreo de socavación de puentes, estudios de transferencia de sedimentos y estudios hidrográficos portátiles. Pertenece a la serie de los hidrófonos sin preamplificador. La serie SS510 proporciona una respuesta direccional dentro del rango de frecuencia de 180 kHz a 300 kHz y una profundidad de hasta 500 m; pesa 1.3 kg y su temperatura de operación es de -10 °C a 60 °C [34].

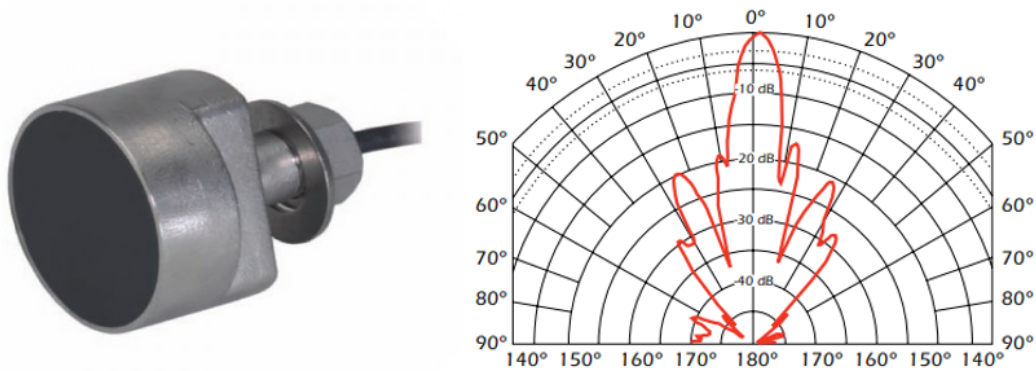


FIGURA 4.1: Hidrófono SS510 y su patrón de directividad (235 kHz)  
Fuente: www.airmar.com

Se requiere efectuar la caracterización del transductor, esto debido a que el fabricante no proporcionó en su hoja de datos la impedancia de su modelo. Esta información es necesaria para el cálculo de acoplamiento de impedancias, es decir, se tiene que igualar la impedancia del transductor con la impedancia de la amplificación del transmisor, esto con el fin de conseguir la máxima transferencia de potencia y reducir las pérdidas. En resumen en las comunicaciones, lo que se pretende es transferir la máxima potencia de una fuente de tensión  $V_E$ , con una resistencia interna  $R_G$ , a una carga de valor  $R_L$ . El esquema simplificado de la figura 4.2 resume el enunciado del problema.

La tensión  $V_S$  en los bornes de la carga  $R_L$  equivale a:

$$V_S = V_E \frac{R_L}{R_L + R_G} \quad (4.1)$$

La potencia  $P_S$  suministrada a la resistencia  $R_L$  vale:

$$P_S = \frac{V_S^2}{R_L} = V_E^2 \frac{R_L}{(R_L + R_G)^2} \quad (4.2)$$

Se pretende entonces hallar la relación entre  $R_L$  y  $R_G$ , tal que la potencia sea máxima:

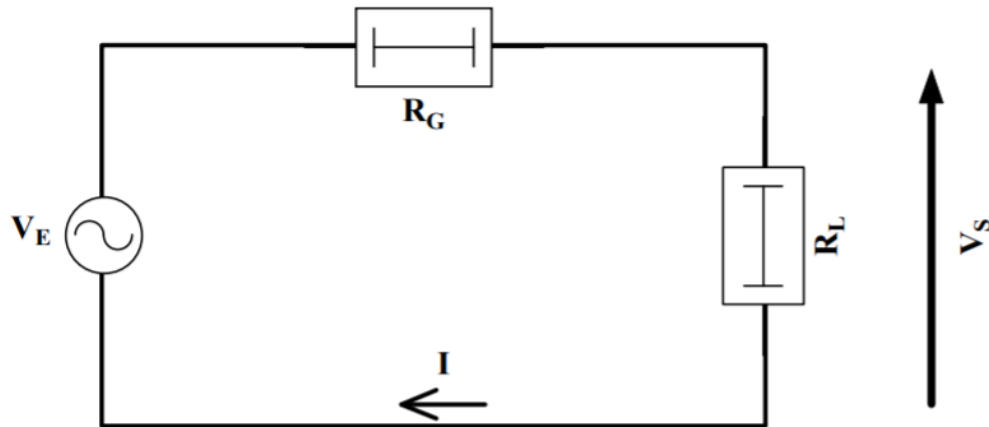


FIGURA 4.2: Transferencia de potencia

$$\frac{dP_S}{dR_L} = V_E^2 \frac{R_G - R_L}{(R_L + R_G)^3} \quad (4.3)$$

Cuando  $\frac{dP_S}{dR_L} = 0$ , la potencia  $P_S$  es máxima. Esta condición equivale a la relación bien conocida  $R_G = R_L$ . Cuando la resistencia de carga  $R_L$  es igual a la resistencia del generador  $R_G$ , el circuito está adaptado en potencia. La potencia  $P_S$  suministrada a la carga es máxima y equivale a:

$$P_{Smax} = \frac{V_E^2}{4R_L} \quad (4.4)$$

En el caso simple de la figura 4.2, las impedancias  $R_G$  y  $R_L$  son resistencias puras. Ciertamente, puede darse este hecho concreto, pero no suele ser un caso real muy frecuente. Generalmente, las impedancias  $Z_G$  y  $Z_L$  son impedancias complejas. Una impedancia compleja  $Z$  puede expresarse de la siguiente forma:

$$Z_{(p)} = \frac{N_{(p)}}{D_{(p)}} \quad (4.5)$$

La impedancia se pone en forma de relación de dos polinomios función de  $p = j\omega$ . La impedancia  $Z_{(p)}$  está constituida por un número cualquiera de elementos pasivos elementales, resistencias, bobinas y condensadores.

#### 4.2.1. Circuito de Caracterización

Un circuito básico para obtener la impedancia del transductor es comparar el voltaje que pasa a través de una resistencia conocida y la amplitud en el hidrófono a diferentes frecuencias. Se plantea como esquema general (figura 4.3) que la señal sea generada por medio de un generador de funciones, esta señal senoidal será amplificada por un OPAMP para su transmisión en el medio acuático. Después se definen dos bloques denominados SALIDA A y SALIDA B; la SALIDA A representa la señal originalmente transmitida y la

SALIDA B, es un bloque que contiene una resistencia de  $1\text{ k}\Omega$  y la carga conectada del transductor el cual se determinará su impedancia. Así obtendremos la información de dos señales diferentes, una sin modificar y otra señal con las variaciones de amplitud acorde a las distintas frecuencias del experimento; estas señales serán adquiridas en los bloques ADC-A y ADC-B conformados por divisores de tensión conectados directamente a SALIDA A Y SALIDA B.

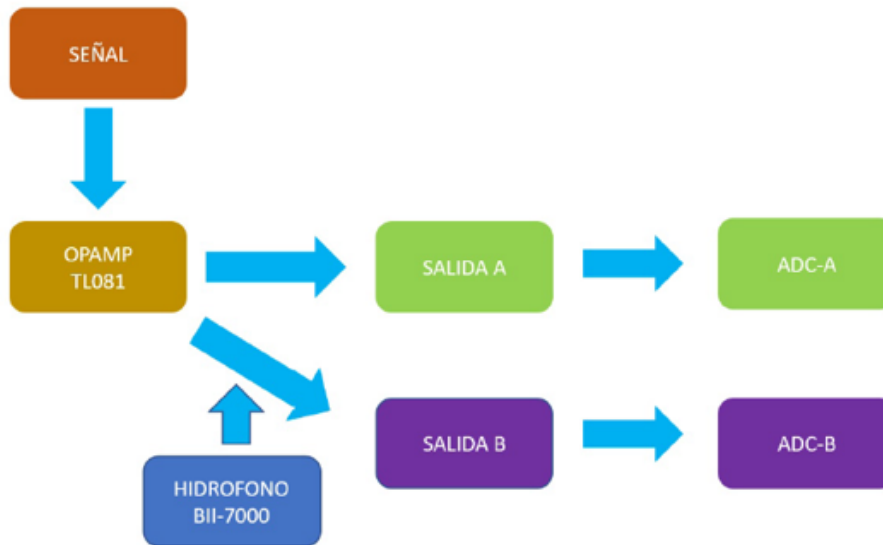


FIGURA 4.3: Diagrama a bloques de caracterización

El diseño que a continuación se presenta, tiene el propósito de obtener muestras de dos señales senoidales con el ADC de la tarjeta TAdsp28335 [35], a una tasa de muestreo de 3 MHz, en un barrido de frecuencia de 180 a 300 kHz en los puntos A y B del circuito de la figura 4.4. El circuito conceptualizado consiste de un filtro pasabajas, con frecuencia de corte ( $f_s$ ) de 300 kHz, seguido de capacitores ( $C_3$  y  $C_4$ ) que funcionan como *corto circuito* para dar lugar a dos salidas o nodos separados.

El punto de prueba denominado *A*, es la señal de entrada senoidal que termina en un divisor de tensión alimentado por una fuente de 3.3 V, para que pueda ser montada en un DC de 1.65 V, ya que el ADC que se utiliza en la adquisición trabaja en un voltaje de 0 a 3.3 V. Con respecto a la salida *B*, la configuración es similar, sólo que en una etapa antes, se tiene conectado una resistencia de  $1\text{ k}\Omega$  y en paralelo el hidrófono SS510, esta señal tendrá una amplitud y fase distinta a la medida en el punto *A*, variando para cada frecuencia; así posteriormente con un algoritmo se podrá encontrar el modelo equivalente del transductor.

### Valores de componentes

En la primera etapa del circuito se encuentra un filtro pasa-banda, antes del amplificador, formado por dos resistencias de  $330\ \Omega$  y dos capacitores (16 nF y 1.5 nF). Se realizó el cálculo de los componentes de la siguiente manera: el filtro pasa-banda se analizó por parte



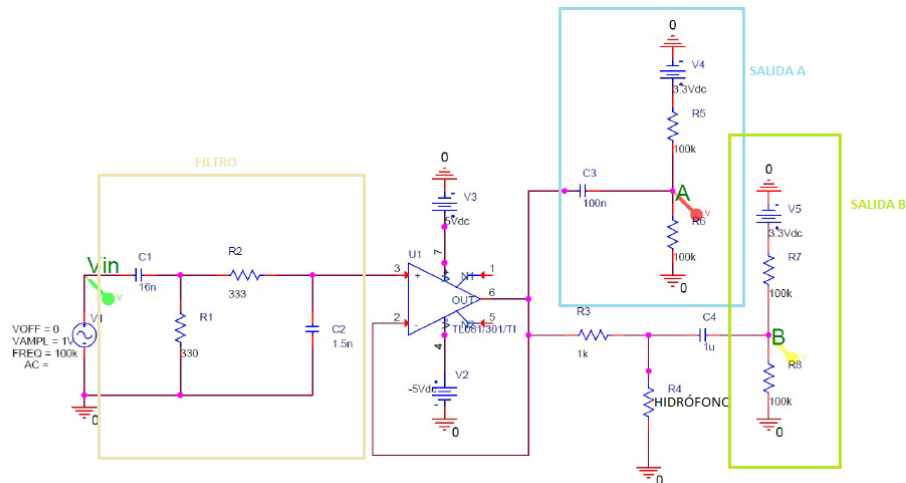


FIGURA 4.4: Esquemático del circuito de caracterización

separada, es decir, como un filtro pasa-bajas y un filtro pasa-altas, en el cual la frecuencias de corte para cada uno de los filtros fue de 30 kHz a 320 kHz respectivamente.

Considerando la ecuación 4.6 para el cálculo de las frecuencias de corte como:

$$f_{corte} = \frac{1}{2\pi RC} \quad (4.6)$$

donde:

$R$  es el valor del resistor.

$C$  es el valor del capacitor.

Para obtener el valor de los componentes tanto para el filtro pasa-altas como para el filtro pasa-bajas, se partió de proponer el valor de la resistencia ( $R_1$ ) para calcular el valor del capacitor, como se muestra en las ecuaciones siguientes, para el filtro pasa-altas se propone un valor de  $R = 330 \Omega$  y una  $f_c = 30 \text{ kHz}$  obteniendo que:

$$C = \frac{1}{2\pi R f_c} \quad (4.7)$$

$$C = \frac{1}{2\pi(330 \Omega)(30 \text{ kHz})} \quad (4.8)$$

$$C = 16.07 \text{ nF} \quad (4.9)$$

Para obtener la segunda parte del filtro pasa-banda proponemos nuevamente el valor del resistor ( $R_2$ ) y la frecuencia de corte como  $R = 330 \Omega$  y  $f_c = 300 \text{ kHz}$  a partir de la ecuación 4.7.

$$C = \frac{1}{2\pi(330 \Omega)(300 \text{ kHz})} \quad (4.10)$$

$$C = 1.6 \text{ nF} \quad (4.11)$$

Basado en los datos anteriores y cálculos mostrados fue como se realizó la selección de los elementos para el diseño del filtro pasa-banda. Para la selección del amplificador operacional se realizaron varias pruebas previas en las cuales se fueron descartando algunas opciones hasta llegar a la elección final. La primera prueba que se realizó fue con un amplificador operacional LM324, a nivel de simulación ofrecía una buena respuesta, sin embargo cuando se realizó la implementación del circuito se observó que el amplificador no era de tipo bipolar, por lo cual se descartó el uso de este. Posteriormente se probó nuevamente el circuito, ahora con el amplificador LM741, sin embargo el ancho de banda que ofrece este amplificador no era suficiente para la señal. Dado esto se recurrió al amplificador operacional TL081, el cual cuenta con un ancho de banda de 3 MHz y cumple con los requerimientos necesarios.

Para la etapa de los divisores de voltaje, en los cuales se localizan las salidas del ADC A y ADC B, se seleccionaron los valores de las resistencias para que el punto entre divisores se localizara justamente a la mitad del voltaje de entrada, es decir, a 1.65 V aproximadamente. La fórmula para el cálculo de un divisor de voltaje se da por la ecuación 4.12:

$$V_{out} = \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) V_{in} \quad (4.12)$$

Por lo tanto si se desea que el punto entre divisores de tensión se localice precisamente en la mitad del voltaje de entrada, el valor de las resistencias  $R_1$  y  $R_2$  deberían de ser iguales, para este caso se seleccionaron resistencias de 100 k $\Omega$ .

$$V_{out} = \left( \frac{100 \text{ k}\Omega}{100 \text{ k}\Omega + 100 \text{ k}\Omega} \right) 3.3 \text{ V} \quad (4.13)$$

Por último para la selección de los capacitores ( $C_3$  y  $C_4$ ) que se encuentran antes de los divisores de voltajes, solamente se consideró que el valor de estos fuera grande para que a la frecuencia en la que se está operando estos capacitores se comportaran como un corto circuito.

### Simulación del circuito de adquisición

En esta sección se expone brevemente la simulación computacional realizada en el software de *PSpice*, se optó por este software principalmente por su amplia librería de componentes electrónicos, su entorno amigable y gran precisión de cálculos. Se observará la simulación del circuito de adquisición descrito anteriormente, con fines de caracterización de impedancia del hidrófono. Para ello se consideró una carga de 1 k $\Omega$  solamente con propósitos de simulación; empleando los mismos valores de señal de entrada acorde con su amplificador operacional seguidor *OPAMP TL081*.

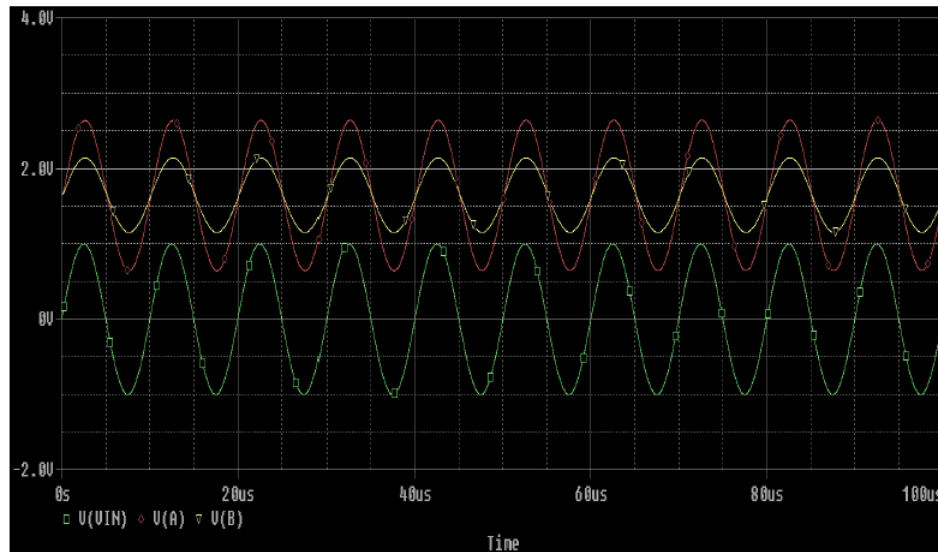


FIGURA 4.5: Simulación en *PSpice* del circuito de adquisición

La simulación (ver figura 4.5) muestra tres ondas senoidales en colores rojo, amarillo y verde. La señal verde es el voltaje de entrada con los valores propuestos. La señal en color rojo es el punto de prueba *A*, es la misma que la de entrada solo que montada en un DC de 1.65 V, para su entrada al ADC. La última a considerar es la señal de color amarillo, la cual denominamos como *B* y es la otra que adquiere el ADC; como se observa, esta onda está atenuada en amplitud a la mitad de la señal de entrada debido a la carga de 1 k $\Omega$  que simula la carga del hidrófono.

### Construcción del circuito de caracterización

Tomando como referencia el esquemático del circuito para determinación de impedancia, se procedió a realizar las conexiones pertinentes (figura 4.6). Comenzando con la fuente de alimentación y generador de señales al inicio del filtro diseñado, posteriormente a esa salida colocamos el operacional TL081; este componente fue clave, ya que funcionando como un opamp seguidor, brindó la ganancia necesaria para que no se atenuara la señal. Después se conectó su salida, a dos divisores de tensión alimentados por la fuente de 3.3 V del DSP (*Digital Signal Processor*), con el fin de obtener las señales en el intervalo de 1.65 V para proteger al equipo. Así se consiguió las salidas *A* y *B*, estas salidas van directo a las puntas del osciloscopio; y a su vez se conectan a las entradas del ADC – *A* y ADC – *B* respectivamente.

### Software de adquisición

Se desarrolló una rutina para la tarjeta TAdsp28335 y una interfaz gráfica en MATLAB (figura 4.7) con lo que se realizó la tarea de generar un tono (función seno o coseno) con muestras mediante el DAC (*Digital-Analog Converter*) de la tarjeta. Este tono fue variando su frecuencia en un rango de operación del transductor SS510, el cual está definido de 180-300

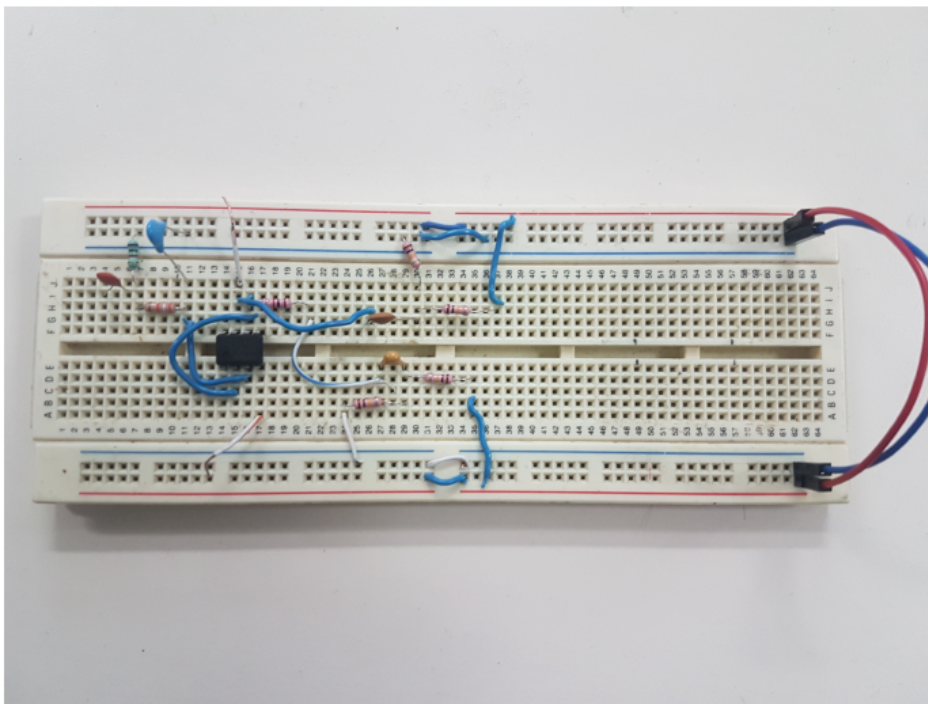


FIGURA 4.6: Circuito físico de caracterización del hidrófono

kHz. Con la señal generada, es inducida al circuito presentado en secciones anteriores, los nodos A y B son conectados a las terminales del ADC (*Analog-Digital Converter*) de la tarjeta para capturar y guardar la señal para después convertirla a digital y observar la amplitud que tiene el tono a esa frecuencia.

En las primeras mediciones para una frecuencia de muestreo igual a 1 MHz la función generada perdía información en las frecuencias del límite superior del rango seleccionado de frecuencias, es decir, para una frecuencia de 220 kHz las muestras que se tomaban no eran las suficientes, por lo que la señal se degradaba y causaba pérdida de datos. También el DAC no proporcionaba las muestras suficientes para la reconstrucción de la señal analógica en dicha frecuencia. Con lo encontrado en las primeras pruebas realizadas se decidió utilizar un generador de señales en lugar del DAC de la tarjeta de desarrollo. La interfaz a utilizar fue la siguiente:

Por captura se almacenan 6250 muestras de la señal recuperada a cierta frecuencia, sin embargo como la señal se obtuvo del generador de señales entonces el barrido del tono se hizo manual, es decir, se fue variando de forma manual la frecuencia de la señal y sólo una captura por frecuencia. En los ejes coordenados, la parte inferior de la interfaz muestra los dos canales A y B después de haber sido adquiridos por el ADC de la tarjeta DSP. Los resultados obtenidos serán mostrados en la siguiente sección.

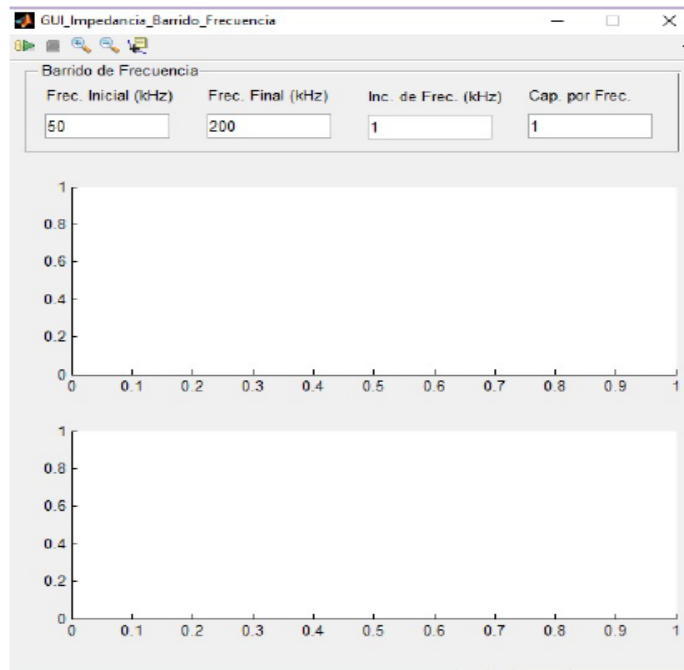


FIGURA 4.7: Interfaz gráfica de la adquisición en MATLAB

#### 4.2.2. Experimentos y resultados

En esta sección se abordan los experimentos realizados para la caracterización del hidrófono SS510. La prueba se llevó a cabo en dos entornos diferentes, uno en un bote lleno de agua de 40cm de alto y el otro en un estanque (figura 4.8) en la parte posterior del Laboratorio de Comunicaciones.

De los dos entornos (bote y estanque), el que arrojó mejores resultados en cuanto a calidad de las muestras, fue el estanque, ya que de las gráficas de sus amplitudes se observa menor ruido en los datos, con el mismo patrón de comportamiento en ambos. El ruido en las pruebas del bote, se debe principalmente al menor volumen de agua y distancia en emisión y recepción, ya que las ondas se reflejan en un entorno muy pequeño, provocando múltiples rebotes, dando lugar al ruido en la adquisición.

Graficando el barrido de frecuencia adquirido en el ADC, se obtuvieron las siguientes figuras 4.9 y 4.10, que muestran la variación de la amplitud de la señal a diferentes frecuencias de operación del hidrófono.

En la figura 4.10 el punto de prueba *B*, muestra que existen frecuencias en las cuales incrementa la amplitud y otras disminuye, a diferencia de la figura anterior, en la que es una disminución casi constante.

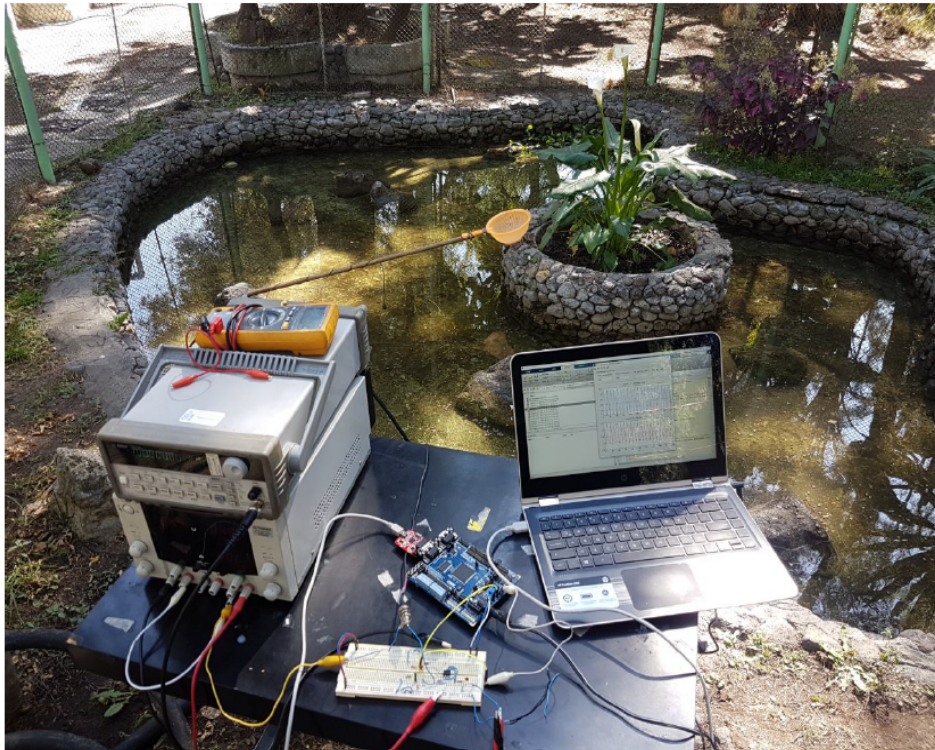


FIGURA 4.8: Experimento de caracterización en el estanque

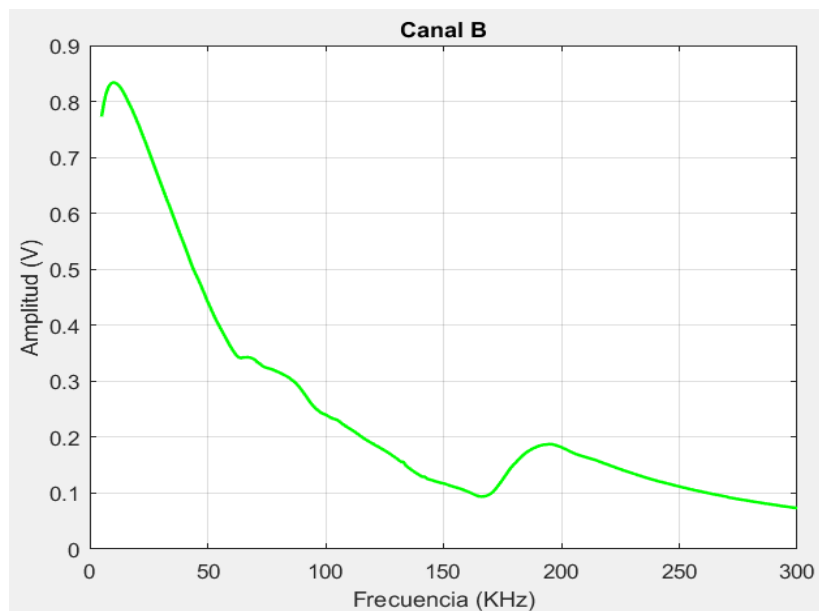


FIGURA 4.10: Caracterización del transductor, canal B



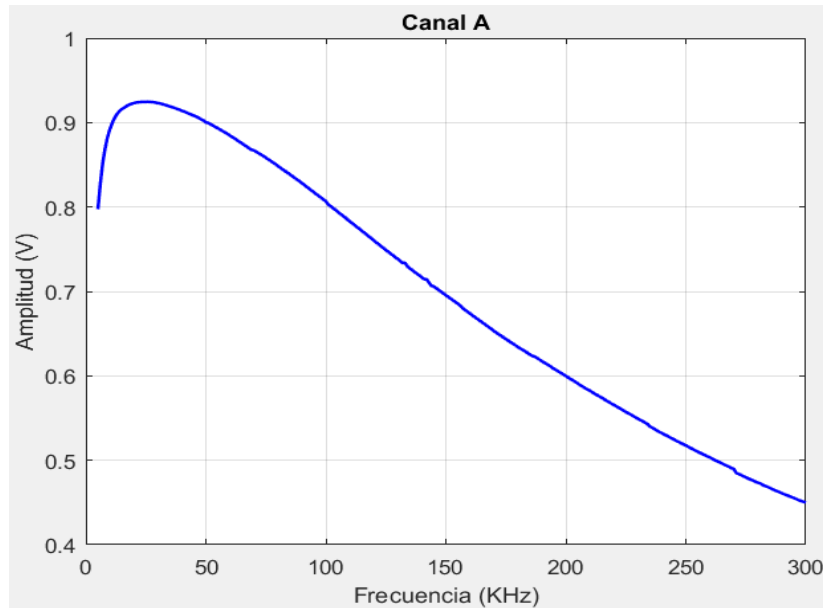


FIGURA 4.9: Caracterización del transductor, canal A

### 4.3. Estimación de amplitudes y fases

El estándar 1057 [36] del IEEE provee un algoritmo para ajustar los parámetros de una onda senoidal a observaciones ruidosas de tiempo discreto. El ajuste es obtenido como una aproximación de minimizador de la suma de errores cuadrados.

Para la estimación de las amplitudes y fases de las señales medidas, el algoritmo considera un vector de muestras dado como:

$$y_1 \dots y_N \quad (4.14)$$

Donde  $N$  es el número de muestras totales.

El vector de las muestras puede ser expresado de la siguiente manera:

$$y_n = (A, B, C, \omega) = A \cos(\omega t_n) + B \sin(\omega t_n) + C \quad (4.15)$$

En el cual  $A$ ,  $B$  y  $C$  son constantes desconocidas y  $\omega$  puede ser conocida. Considerando el cambio de variables siguiente:

$$A = \alpha_A \sin(\phi) \quad (4.16)$$

Haciendo el cambio de variable de 4.16 en 4.15, se llega a:

$$y_n(A, B, C, \omega) = \alpha \sin(\phi) \cos(\omega t_n) + \alpha \cos(\phi) \sin(\omega t_n) + C \quad (4.17)$$

$$= \alpha (\sin(\phi) \cos(\omega t_n) + \cos(\phi) \sin(\omega t_n)) + C \quad (4.18)$$

$$y_n(\theta) = \alpha \sin(\omega t_n + \phi) + C \quad (4.19)$$

Cuando la frecuencia angular  $\omega$  es conocida, la estimación de los parámetros desconocidos se da en 4.20, la cual se obtiene a partir de un ajuste de mínimos cuadrados:

$$\theta = x = (A \ B \ C)^T \quad (4.20)$$

Dado lo anterior, entonces el vector de las muestras  $y$  puede expresarse como:

$$y_n = (y_1 \dots y_N)^T \quad (4.21)$$

Donde  $y$ , puede reescribirse de la forma lineal como:

$$y = Dx \quad (4.22)$$

Donde  $D$  es una matriz de  $N \times 3$ :

$$\begin{bmatrix} \cos \omega t_1 & \sin \omega t_1 & 1 \\ \cos \omega t_2 & \sin \omega t_2 & 1 \\ \cos \omega t_N & \sin \omega t_N & 1 \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

Por medio de la estimación de mínimos cuadrados, se obtiene el vector  $\hat{x}$ , determinado como:

$$\hat{x} = (D^T D)^{-1} D^T y \quad (4.24)$$

Con el vector de estimación  $\hat{x}$ , se conocen los valores de  $A$ ,  $B$  y  $C$  del vector  $x$ .

Con el vector  $x$  que se obtuvo se puede ahora calcular las amplitudes y fases de las señales en los puntos de prueba  $A$  y  $B$ .

Comenzamos despejando  $\alpha_{A,B}$  de 4.16, obteniendo:

$$\alpha_A = \frac{A}{\sin(\phi)} \quad , \quad \alpha_B = \frac{B}{\cos(\phi)} \quad (4.25)$$

En la ecuación 4.25 se puede utilizar la expresión  $\alpha_A$  o  $\alpha_B$  para obtener los valores de las amplitudes de las señales medidas en los puntos de prueba  $A$  y  $B$ . Para el caso de simulación se seleccionó la ecuación dada por  $\alpha_A$ .



Para el cálculo de la fase, se parte de 4.25, igualando  $\alpha_A$  y  $\alpha_B$ , es decir:

$$\frac{A}{\sin(\phi)} = \frac{B}{\cos(\phi)} \quad (4.26)$$

Realizando el despeje correspondiente para  $\phi$ , se obtiene:

$$\frac{A}{B} = \frac{\sin(\phi)}{\cos(\phi)} \quad (4.27)$$

$$\frac{A}{B} = \tan(\phi) \quad (4.28)$$

$$\phi = \tan^{-1} \left( \frac{A}{B} \right) \quad (4.29)$$

Con 4.25 y 4.29 se calcularon las amplitudes y fases de las dos señales que se adquirieron en los puntos de prueba  $A$  y  $B$ , en un barrido de frecuencia de 5 kHz a 300 kHz. Una de las mayores dificultades encontradas al intentar determinar la fase de las muestras del experimento mediante el algoritmo [36], fue que debido a que en cada frecuencia se tomaba la medición en un tiempo diferente, es decir, cada señal comenzaba diferente, por lo que en el despeje del algoritmo, la fase no podía distinguir entre negativos y positivos. Para solucionarlo se tuvo que adaptar cada señal mediante MATLAB, haciendo que comenzaran en el mismo tiempo. Con esto se logró mantener la sincronía, para mantener la fase correcta del transductor.

#### 4.4. Cálculo de impedancia y admitancia

Conociendo las amplitudes y fases en el punto  $A$  y  $B$  del circuito de adquisición de mediciones, es posible obtener la admitancia que caracteriza al transductor. Se parte del principio básico del divisor de voltaje para calcular la impedancia. El voltaje de salida está dado por:

$$V_o = \frac{V_i Z_T}{Z_T + 1 \text{ k}\Omega} \quad (4.30)$$

donde  $V_i$  es el voltaje de entrada, es decir, en el punto de prueba  $A$ ,  $V_o$  es el voltaje de salida (punto  $B$ ), y  $Z_T$  es la impedancia del transductor. Realizando el despeje correspondiente para la impedancia tenemos que:

$$Z_T = \frac{1 \text{ k}\Omega \left( \frac{V_o}{V_i} \right)}{\frac{V_o}{V_i} - 1} \quad (4.31)$$

se observa que la impedancia depende de la función de transferencia, la cual también se tiene una expresión dada por:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{Z_T}{Z_T + 1 \text{ k}\Omega} \quad (4.32)$$

Sin embargo la impedancia del transductor  $Z_T$  es compleja, la cual puede modelarse con un circuito equivalente del transductor (modelo Butterworth-Van Dyke) [37] y observar su comportamiento en frecuencia. Dicho circuito equivalente será retomado en la siguiente sección, en este momento, lo que nos compete es obtener la impedancia con las fases y amplitudes obtenidas del experimento y ver su comportamiento en frecuencia, por tanto, es necesario realizar la transformada de Laplace de la función de transferencia de la ecuación anterior. Para ello se observó que la función de transferencia es un cociente de la transformada de dos funciones seno, es decir, se requiere de la transformada de Laplace de un seno para la entrada y para la salida.

Utilizando tablas para la transformada de Laplace de un seno se obtuvo lo siguiente:

$$H(j\omega) = \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} = \frac{\frac{sB \sin(\theta_B + \omega B \cos(\theta_B))}{s^2 + \omega^2}}{\frac{sA \sin(\theta_A + \omega A \cos(\theta_A))}{s^2 + \omega^2}} = \frac{sB \sin(\theta_B + \omega B \cos(\theta_B))}{sA \sin(\theta_A + \omega A \cos(\theta_A))} \quad (4.33)$$

Donde  $s = j\omega$ ,  $\theta_A$ ,  $\theta_B$ ,  $A$  y  $B$  son las fases y amplitudes estimadas previamente. En la figura 4.11 se adquirieron para cada valor de frecuencia 3000 muestras en un barrido de 150 frecuencias desde los 50 kHz hasta los 300 kHz, con el propósito de calcular la impedancia en el software MATLAB.

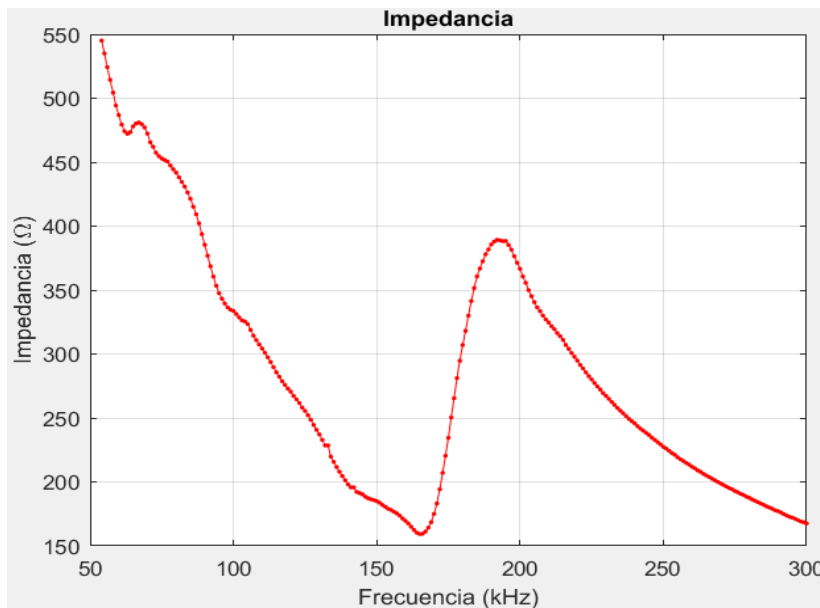


FIGURA 4.11: Impedancia a diferentes frecuencias

#### 4.5. Cálculo de los componentes del modelo del circuito equivalente del transductor

La idea principal de utilizar un circuito equivalente del transductor es para facilitar la obtención de la red de acoplamiento de impedancias mediante simulaciones. De acuerdo al artículo [38], el modelo equivalente de un transductor con una o múltiples frecuencias de resonancia, está dado como se muestra en la figura 4.12. En este caso sólo se requiere de

una frecuencia de resonancia, por tal motivo se utilizará el modelo del inciso (a). De acuerdo a [38], para encontrar el valor de los componentes del modelo equivalente del transductor, el primer paso es encontrar los valores de las frecuencias de resonancia en paralelo  $F_p$  y frecuencia de resonancia en serie  $F_{si}$  en la gráfica de admitancia del transductor. Donde la frecuencia de resonancia en serie es la frecuencia donde el valor de la admitancia es máximo, mientras que la frecuencia de resonancia en paralelo es la frecuencia en donde el valor de la admitancia es mínimo.

Con la curva de impedancia obtenida del transductor, la admitancia la calculamos simplemente haciendo el inverso de la impedancia medida.

$$Y_T = \frac{1}{Z_T} \tag{4.34}$$

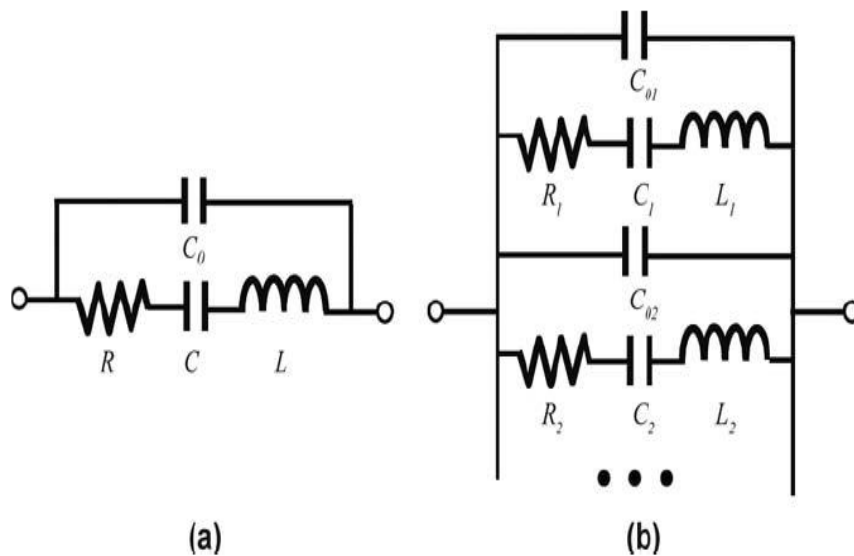


FIGURA 4.12: Circuito equivalente: a) Una frecuencia de resonancia b) Múltiples frecuencias de resonancia.

Una vez identificadas las frecuencias  $F_{si}$  y  $F_p$ , se sustituyen en las siguientes ecuaciones donde  $\omega_{si} = 2\pi F_{si}$  y  $\omega = 2\pi F_p$ .

$$Y(\omega_{si}) = \frac{1}{R_i} + j\omega_{si}C_{0i} \tag{4.35}$$

Así  $R_i$  puede ser calculado de la parte real de  $Y(\omega_{si})$ , la conductancia:

$$R_i = \frac{1}{\Re[Y(\omega_{si})]} \tag{4.36}$$

Similarmente  $C_{0i}$  es calculado de la parte imaginaria de  $Y(\omega_{si})$ , la susceptancia:

$$C_{0i} = \frac{\Re[Y(\omega_{si})]}{\omega_{si}} \quad (4.37)$$

En la resonancia en paralelo, la magnitud de la admitancia es la más pequeña. Por lo tanto establecer la parte real del numerador a cero resulta en:

$$C_i = C_{0i} \left( \frac{\omega_p^2}{\omega_{si}^2} - 1 \right) \quad (4.38)$$

$$L_1 = \frac{1}{\omega_{si}^2 C_i} \quad (4.39)$$

Donde  $Y_{si}$  es la admitancia en la frecuencia de resonancia en serie,  $R_i$  es el valor de la resistencia que se encuentra en el modelo equivalente del transductor y esta depende de la parte real de la admitancia en la frecuencia en serie de resonancia.  $C_{0i}$  es el capacitor  $C_0$  y este depende de la parte imaginaria de  $Y_{si}$ .  $C_i$  en este caso es  $C_1$ , depende del valor del capacitor  $C_0$  y de las frecuencias en serie y paralelo. Finalmente, la bobina  $L_1$  depende del valor del capacitor  $C_i$  y la frecuencia en serie.

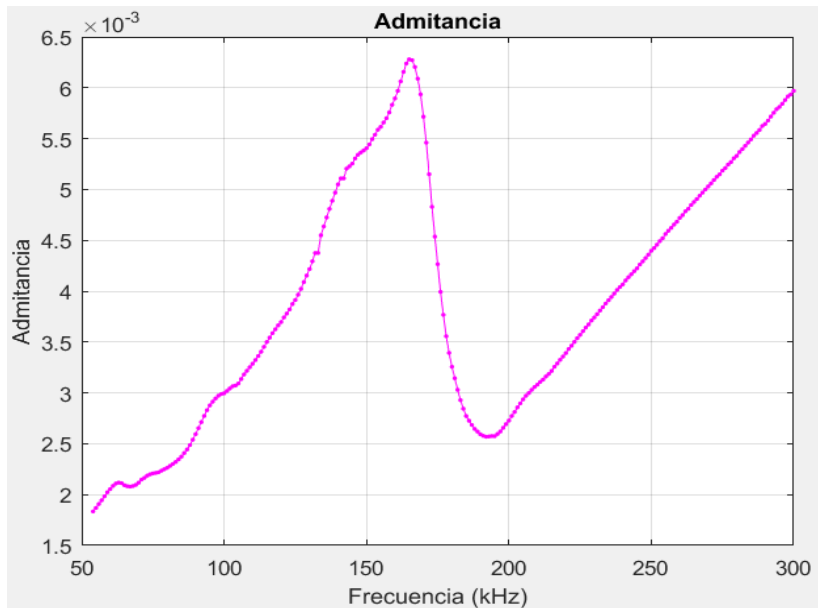


FIGURA 4.13: Admitancia calculada de caracterización

La frecuencia de resonancia en serie que se encontró en la figura 4.13, es en 165 kHz y la de paralelo es en 193 kHz. Éstas son las frecuencias que utilizaremos para calcular los componentes del circuito equivalente. Se comenzó con la resistencia  $R_1$ , entonces, se obtuvo el número complejo de admitancia para esa frecuencia de resonancia. La admitancia que se obtuvo en la frecuencia en serie fue  $Y(\omega_{si}) = 0.0042 + 0.0046i$ , sustituyendo en la ecuación para  $R_1$  tenemos que  $R_1 = 238 \Omega$ .

Para el capacitor  $C_0$  sustituimos el valor imaginario del número complejo encontrado, por lo tanto sustituyendo para  $C_0$  tenemos que  $C_0 = 4.454$  nF. Para el capacitor  $C_1$  se sustituyeron los valores obtenidos de  $C_0$ ,  $F_{si}$  y  $F_p$ , obteniendo  $C_1 = 1.64$  nF. Finalmente, para la bobina tenemos que  $L_1 = 567 \mu\text{H}$ . A manera de comprobación podemos sustituir los valores obtenidos en la ecuación y debemos llegar al mismo número complejo de admitancia obtenido en la frecuencia de resonancia en serie de la gráfica. Recapitulando los resultados del modelo equivalente son:

$$\begin{aligned} R_1 &= 238 \Omega \\ C_0 &= 4.454 \text{ nF} \\ C_1 &= 1.57 \text{ nF} \\ L_1 &= 589 \mu\text{H} \end{aligned} \quad (4.40)$$

En [38] menciona que la admitancia de un circuito con una sola frecuencia de resonancia puede ser calculada de la siguiente manera:

$$Y(\omega_{si}) = \frac{j\omega^2 C_1 R_1 C_{0i} - (\omega C_{0i})(\omega^2 L_i C_i - 1) + \omega C_i}{R_i \omega C_i + j(\omega^2 L_i C_i - 1)} \quad (4.41)$$

Realizando una comparativa entre el modelo equivalente que se obtuvo y el modelo experimental, podemos hacer la comparación de acuerdo a la figura 4.14.

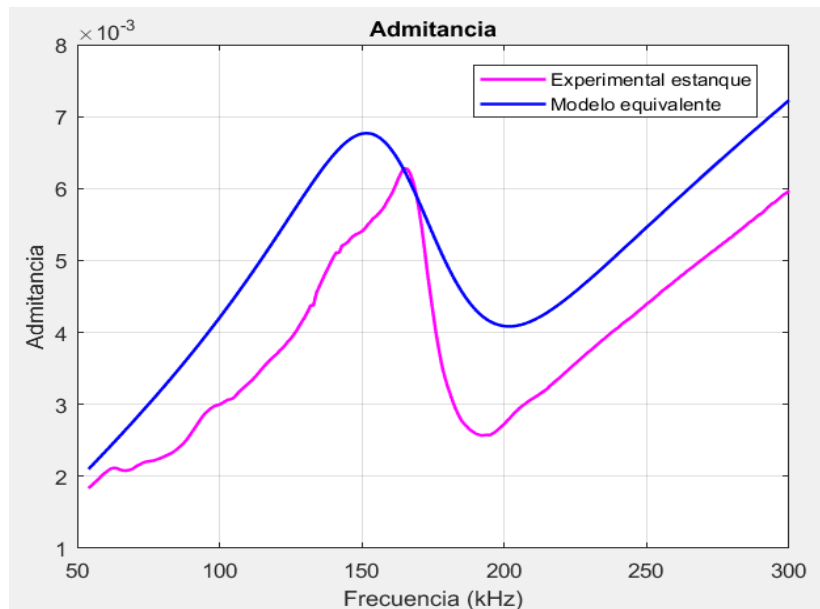


FIGURA 4.14: Admitancia del modelo equivalente y la caracterización

#### 4.5.1. Comparación de curvas de admitancia (experimental, equivalente y analizador Agilent 4294A)

Se realizaron las mediciones con el analizador de impedancias (Agilent 4294A) que se muestra en la figura 4.15 perteneciente al Laboratorio del Departamento de Bioelectrónica, para validar el experimento que se realizó. Esto con el fin de determinar los mejores valores de los componentes para el circuito de la red de acoplamiento. El transductor fue fijado en un pequeño recipiente cúbico de vidrio plástico lleno de agua destilada, con la cara transmisora apuntando al fondo del recipiente y el extremo cableado conectado al analizador de impedancias.



FIGURA 4.15: Analizador de precisión Agilent 4294A

Se comparan los distintos datos de las gráficas en la figura 4.16. En la admitancia se compara la obtenida por las mediciones, la del modelo y la obtenida por el analizador. En este caso la admitancia de las mediciones y la del analizador están más cercanas entre ellas que la del modelo del transductor. El pico máximo de admitancia de la curva del modelo está en una frecuencia de 151 kHz, mientras que los picos máximos de admitancia del analizador se encuentran en 165 kHz y las mediciones del estanque en 167 kHz respectivamente. Gracias a estos valores es posible establecer la red de acoplamiento de impedancias (*impedance matching*), con el cual se conseguirá la máxima transferencia de potencia en el transmisor. Para comparar los resultados (ver ecuación 4.40), se realizó también el cálculo de los componentes mediante la admitancia del analizador:

$$\begin{aligned}
 R_1 &= 194 \, \Omega \\
 C_0 &= 4.692 \, \text{nF} \\
 C_1 &= 1.842 \, \text{nF} \\
 L_1 &= 530 \, \mu\text{H}
 \end{aligned}
 \tag{4.42}$$

De los valores obtenidos por medio del analizador de impedancias comparados con los valores calculados de la caracterización en el estanque, se puede observar claramente que las diferencias más notorias existentes son entre las resistencias ( $238 \, \Omega$  y  $194 \, \Omega$ ) y entre sus bobinas ( $589 \, \mu\text{H}$  y  $530 \, \mu\text{H}$ ) respectivamente, los demás valores de los componentes calculados no tienen diferencias grandes en su magnitud, es decir, los capacitores presentan similitud de valor. Esto es comprensible porque las condiciones de las pruebas no fueron las mismas.

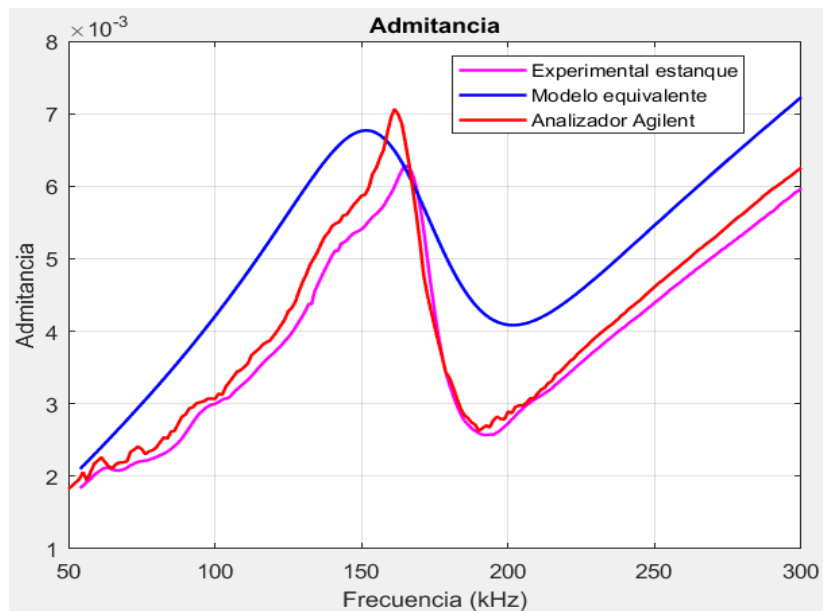


FIGURA 4.16: Admitancias de experimento, modelo y analizador

## 4.6. Transmisor

El transmisor fue planteado mediante los cálculos descritos en las secciones anteriores, para ser capaz de amplificar la señal y garantizar la máxima transferencia de potencia, en este caso, para el hidrófono direccional SS510 durante su operación a frecuencias ultrasónicas de más de 200 kHz. Para el acoplamiento de impedancias se utiliza una poderosa herramienta conocida como carta de Smith. En el caso de acoplar un transductor ultrasónico, la impedancia fuente es la impedancia que se determinó en la caracterización del transductor, que es probable que se encuentre en el extremo derecho de la carta de Smith. La impedancia de carga suele ser de  $50 \, \Omega$ , que se encuentra en el centro de la carta de Smith. El propósito de la red de acoplamiento de impedancias es, por lo tanto, mover la impedancia fuente

al punto de impedancia de  $50 \Omega$  agregando capacitores e inductores en serie o paralelo. Un inductor en paralelo mueve el punto de impedancia a lo largo de las curvas constantes de resistencia, mientras que un capacitor en serie mueve el punto de impedancia a lo largo de las curvas constantes de conductancia. El camino que conecta el punto de impedancia original y el nuevo punto de impedancia depende del valor del componente para una frecuencia dada [38].

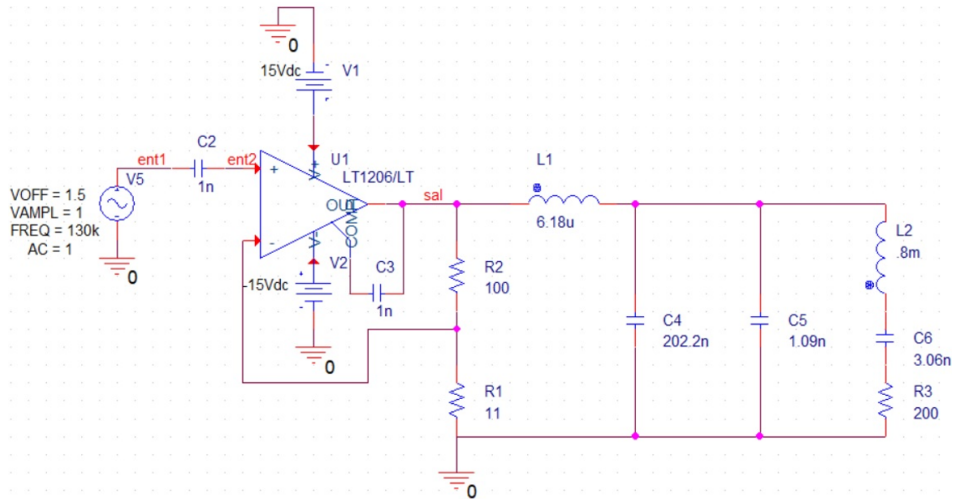


FIGURA 4.17: Circuito transmisor

#### 4.6.1. Diseño de tarjeta transmisora

Se realizaron varios diseños que fueron simulados en *PSpice*, de los cuales el más efectivo y que mostró mejor comportamiento electrónico para la aplicación de batimetría, es el de la figura 4.17. Se diseñó y construyó con el fin de obtener una ganancia de +10, su configuración engloba al amplificador LT1206, que es un amplificador muy estable, que suplente correctamente las altas necesidades de corriente y además soporta impedancias de hasta  $10 \text{ M}\Omega$ , es alimentado por  $\pm 15 \text{ Vdc}$ . Después del opamp, se implementó el arreglo de la caracterización de los valores calculados del transductor junto con su red de acoplamiento (figura 4.18).



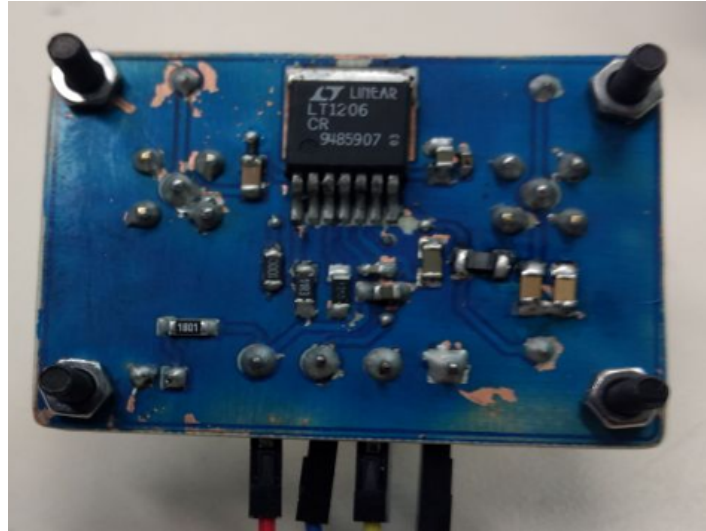


FIGURA 4.18: Tarjeta transmisora para pruebas

Al final el PCB de pruebas con el cual se probó lo simulado se muestra en la figura 4.18, a su vez se agregaron conectores BNC que son el  $V_o$  y  $V_i$ , para conexiones de pruebas más versátiles. Después de realizar varias pruebas fallidas con la red de acoplamiento se optó por acoplar sólo con resistencias. La variante que surgió en cuanto a la red de acoplamiento se menciona más adelante.

## 4.7. Receptor

El receptor debe cumplir con minimizar el ruido del medio subacuático de tal forma que la señal transmitida sea recibida con la mejor SNR. Al igual que el transmisor, su desarrollo involucró la generación de diversas simulaciones computacionales que permitieran analizar diferentes casos de adquisición. La figura 4.19 muestra el diseño del circuito de recepción.

### 4.7.1. Diseño de tarjeta receptora

La tarjeta receptora está conformada de cuatro etapas de amplificación, diseñadas para canalizar la señal al ADC. Se establecieron ganancias fijas de  $\times 100$  para la primera etapa y  $\times 10$  para las otras etapas. Antes de enviar la señal a los canales del ADC, cada señal amplificada pasa por un divisor de voltaje para fijarla a una componente de D.C. de 1.65 V.

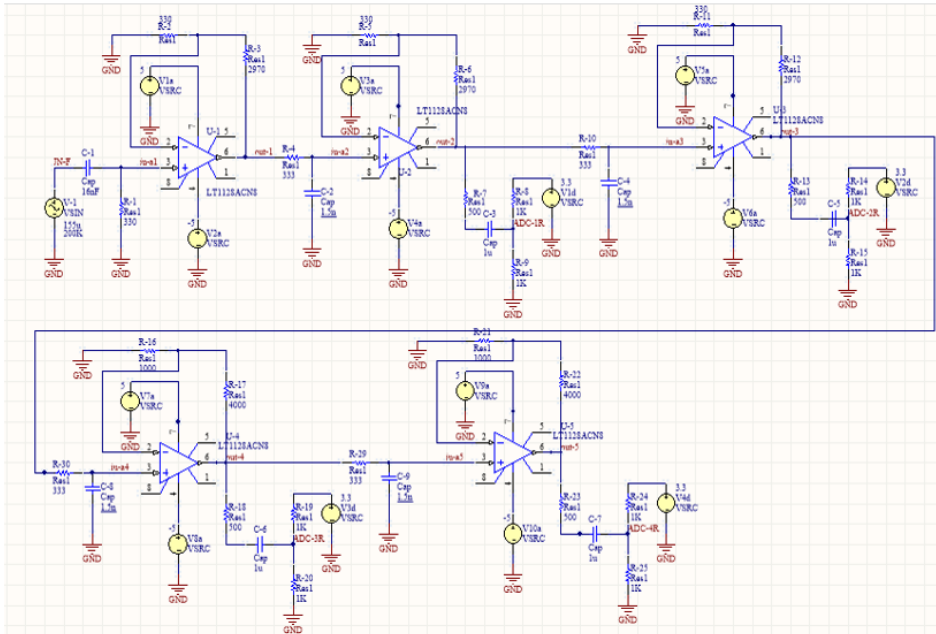


FIGURA 4.19: Circuito del receptor

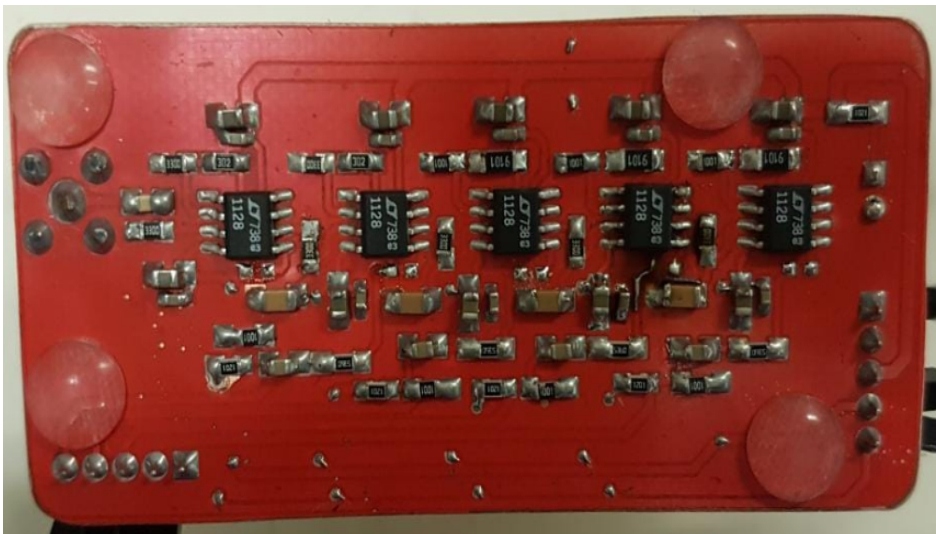


FIGURA 4.20: Tarjeta receptora para pruebas

El sistema receptor tiene 5 amplificadores LT1128 con excelencia en cuanto a rendimiento de ruido (figura 4.21). El ruido de voltaje del amplificador es menor que el ruido de una resistencia de  $50 \Omega$ . Por lo tanto, incluso en una fuente de muy baja impedancia como transductores, la contribución al ruido total del sistema será despreciable. Estos amplificadores son alimentados con voltaje de polarización  $\pm 10 \text{ V}$ , y el circuito general con  $3.3 \text{ V}$

## 4.8. Pruebas experimentales

Ya con las tarjetas de transmisión y recepción desarrolladas, se procedió a realizar pruebas en la alberca del IPN, una alberca olímpica con medidas de 50 m de largo por 25 m de ancho. Las pruebas se efectuaron para comprobar el envío y recepción de una señal senoidal a la frecuencia de trabajo del hidrófono. Se colocaron dos mesas de trabajo, una fija y la otra movable con el fin de variar la distancia entre los transductores (figura 4.21).

Vout	Resistencia ( $\Omega$ )	Distancia (m)	Etapas 1 (V)	Etapas 2 (V)	Etapas 3 (V)	Etapas 4 (V)
5.0 Vpp	500	50	1.5	2.5	3.3	3.3
5.2 Vpp	100	50	1.7	2.7	3.3	3.3
5.4 Vpp	---	50	1.9	2.9	3.3	3.3
4.0 Vpp	500	50	1.1	2.0	2.7	3.0
4.3 Vpp	100	50	1.2	2.2	2.9	3.2
4.4 Vpp	---	50	1.4	2.4	3.1	3.3
2.1 Vpp	500	50	0.6	1.5	2.1	2.7
2.3 Vpp	100	50	0.9	1.7	2.3	2.9
2.4 Vpp	---	50	1.0	1.9	2.5	3.0

TABLA 4.1: Comparación de voltaje pico a pico recibido a diferentes resistencias

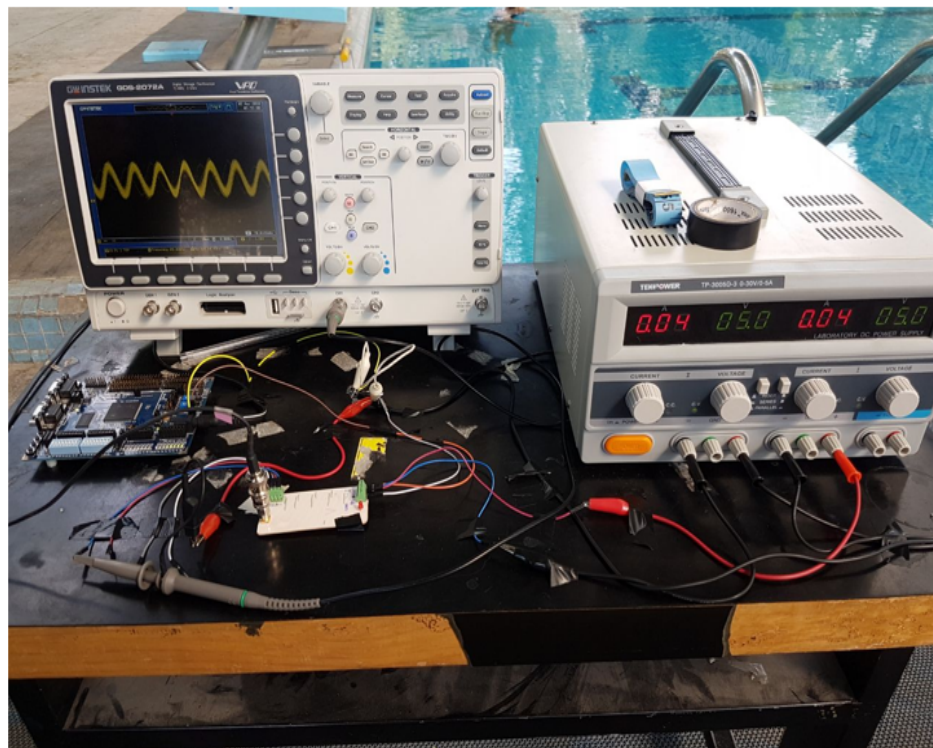


FIGURA 4.21: Pruebas experimentales en la alberca

Se comprobó en el osciloscopio la señal recibida en las distintas etapas de la tarjeta receptora, mostró un desempeño correcto; además que la potencia que se generó desde el transmisor con su ganancia (x10) a una distancia de 50m lograba saturar la tercera y cuarta etapa a 3.3 V, se deduce que se debe a la direccionalidad de la energía del hidrófono, ya que con el transductor omnidireccional BII-7001 no existe saturación en ninguna etapa a esa distancia. A su vez se detectó que el ruido del ambiente acuático en nuestro sistema es de aproximadamente 100 mV pico a pico en la cuarta etapa de amplificación.

Se efectuaron pruebas (tabla 4.1) colocando dos hidrófonos a línea de vista, con el fin de determinar si era mejor en cuanto a transferencia de tensión y señal, que el circuito contara con resistencia o sin resistencia. La tabla demuestra que existe mayor voltaje pico a pico (Vpp) en la transmisión y una mejora notable en los niveles de amplitud en la recepción, cuando no se cuenta con resistencia o en su caso muy baja en una escala menor a  $100 \Omega$ .

#### 4.9. Tarjeta final

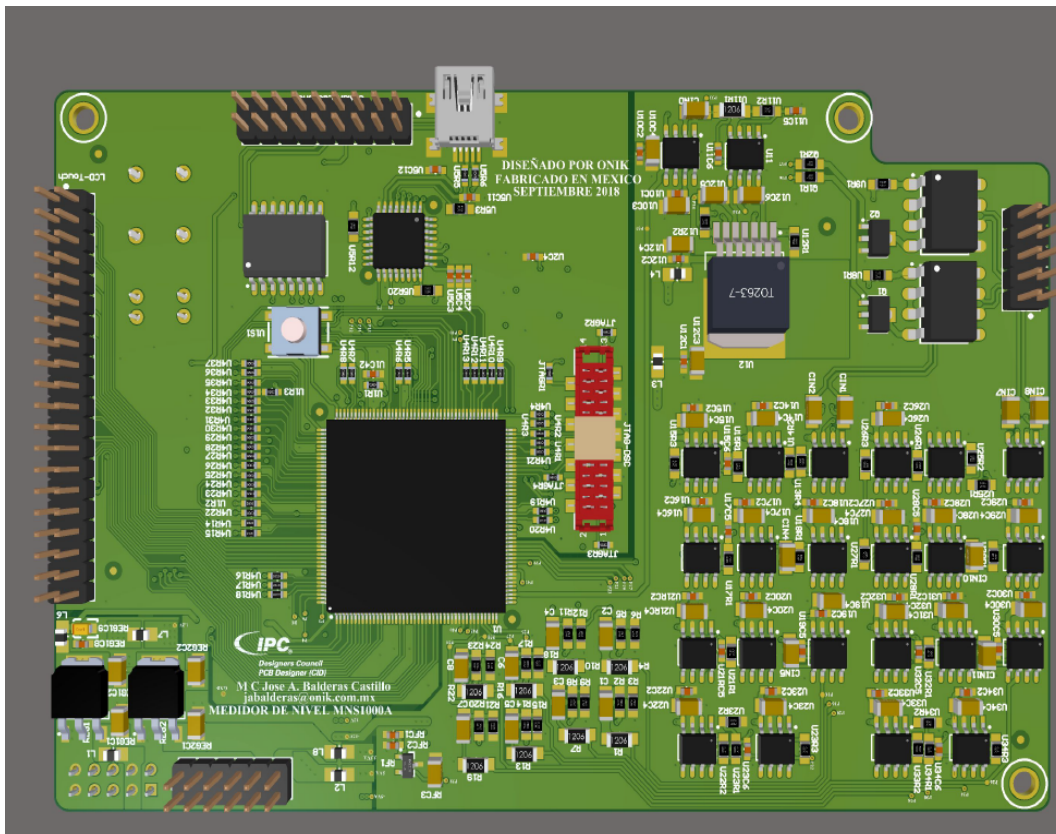


FIGURA 4.22: PCB tarjeta transmisión-recepción

Después de los cálculos, esquemáticos, simulaciones y experimentos desarrollados en este capítulo, se diseñó el PCB final para incluir los módulos del DSP y los 20 amplificadores del receptor, como son 4 canales cada canal consta de 5 amplificadores. Además cuenta con

---

ranuras para medir las entradas al ADC y la señal generada (figura 4.22), además de toda la electrónica calculada con anterioridad; se conmutará al programar el DSP, y así alternar entre transmisión y recepción.



## Capítulo 5

# Simulación de la operación del batímetro

---

Reunidos los elementos físicos y el conocimiento de la propagación del sonido en el medio subacuático, se está en posibilidades de desarrollar una simulación completa de lo que sucederá en la implementación de algoritmos al DSP, procurando que sea lo más aproximado a la realidad. El objetivo final de esta programación es la obtención del pico de correlación que proporcione el retardo en el que el rebote de la señal modulada transmitida fue recibida, una diferencia de tiempo que cumplirá con la ecuación de velocidad:

$$V = D/t \quad (5.1)$$

Si queremos conocer la distancia tenemos que:

$$D = V \cdot \frac{t}{2} \quad (5.2)$$

Donde  $D$  es la distancia en metros a calcular,  $V$  es la velocidad del sonido en el agua ( $m/s$ ) y  $t$  es el tiempo (*seg*) multiplicado por un medio porque la distancia es el doble ya que es ida y vuelta, este retardo es el que se obtendrá con la correlación dinámica al demodular la señal recibida

### 5.1. Teoría de correlación

Una operación matemática muy parecida a la convolución es la correlación. Al igual que en el caso de la convolución, la correlación es una operación entre dos secuencias. Pero al contrario que la convolución, el objetivo de la correlación es medir el parecido que existe entre dos señales y así extraer información que dependerá de la aplicación concreta considerada [39]. La correlación de señales es una operación que se realiza con frecuencia en distintas áreas de la ingeniería y la ciencia como radar, sonar, comunicaciones digitales, geología, etc.

En concreto supongamos que tenemos dos secuencias  $x(n)$  e  $y(n)$  que queremos comparar. En el batímetro,  $x(n)$  representa las muestras de la señal que se transmite e  $y(n)$  muestras



de la señal que recibimos a la salida del conversor analógico-digital (A/D). Si existe una superficie en el espacio explorado por el batímetro, el espacio explorado se refiere al espacio a observar dónde su límite de búsqueda será determinado por el intervalo de tiempo de adquisición, esto limita la distancia máxima a la que podría encontrarse la superficie reflejante. La señal recibida  $y(n)$  es una versión retardada de la señal transmitida, reflejada por la superficie y corrupta por ruido aditivo. Podemos representar la secuencia recibida como:

$$y(n) = \alpha x(n - D) + \omega(n) \quad (5.3)$$

donde  $\alpha$  es un factor de atenuación que contiene las pérdidas debidas al trayecto de ida y vuelta recorrido por la señal  $x(n)$ ,  $D$  es el retardo debido al trayecto de ida y vuelta y se supone que es un múltiplo entero del intervalo de muestreo, y  $\omega(n)$  representa el ruido aditivo captado por el hidrófono y cualquier otra componente de ruido generada por los componentes electrónicos y los amplificadores del receptor. Por otra parte, si no existe ninguna superficie o no está a su alcance en el espacio explorado, la señal recibida constará únicamente de ruido. Teniendo las dos secuencias,  $x(n)$ , que se denomina señal de referencia o señal transmitida, e  $y(n)$ , la señal recibida, el problema del batímetro consiste en determinar si existe algún blanco comparando  $x(n)$  con  $y(n)$  y, si es así, determinar el retardo en el tiempo  $D$  y a partir de él la distancia a la que se encuentra el blanco. En la práctica, la señal  $x(n - D)$  se encuentra fuertemente corrompida por ruido, de manera que la observación visual de  $y(n)$  no permite determinar la presencia o ausencia de superficies. La correlación nos proporciona una forma de extraer esta información de  $y(n)$ .

## 5.2. Autocorrelación y correlación cruzada

Suponiendo que se tiene dos secuencias reales  $x(n)$  e  $y(n)$ , ambas de energía finita. La *correlación cruzada* de las secuencias  $x(n)$  e  $y(n)$  es la secuencia  $r_{xy}(l)$ , que se define como:

$$r_{xy}(l) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)y(n-l) \quad l = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (5.4)$$

o, equivalentemente, como:

$$r_{xy}(l) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n+l)y(n) \quad l = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (5.5)$$

El índice  $l$  es el parámetro de desplazamiento o *retardo* en el tiempo y los subíndices  $xy$  de la secuencia de autocorrelación  $r_{xy}(l)$  indican las señales que han sido correladas. El orden de los subíndices, con  $x$  precediendo a  $y$  indica la dirección en que una secuencia es desplazada con respecto a la otra. Es decir, la secuencia  $x(n)$  no se desplaza y la secuencia  $y(n)$  se desplaza  $l$  muestras hacia la derecha si  $l$  es positivo y  $l$  muestras a la izquierda si  $l$  es negativo. De forma análoga, en (5.5) la secuencia  $y(n)$  no se desplaza y lo hace la secuencia  $x(n)$   $l$  muestras hacia la izquierda si  $l$  es positivo y  $l$  hacia la derecha si  $l$  es negativo.



Desplazar  $x(n)$   $l$  muestras hacia la izquierda con relación a  $y(n)$  es equivalente a desplazar  $y(n)$   $l$  muestras hacia la derecha con relación a  $x(n)$ . De aquí que (5.4) y (5.5) produzcan idénticas secuencias de correlación cruzada.

Si invertimos los papeles de  $x(n)$  e  $y(n)$  en (5.4) y (5.5) y, por tanto, invertimos también el orden de los subíndices  $xy$ , obtenemos la secuencia de correlación cruzada

$$r_{yx}(l) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} y(n)x(n-l) \quad (5.6)$$

$$r_{yx}(l) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} y(n+l)x(n) \quad (5.7)$$

Comparando (5.4) con (5.7) o (5.5) con (5.6), concluimos que

$$r_{xy}(l) = r_{yx}(-l) \quad (5.8)$$

Por tanto,  $r_{yx}(l)$  es simplemente la versión reflejada de  $r_{xy}(l)$ , donde la reflexión se hace con respecto a  $l = 0$ . De aquí que  $r_{yx}(l)$  nos proporcione exactamente la misma información que  $r_{xy}(l)$ , con respecto a la similitud entre  $x(n)$  e  $y(n)$ .

Al tratar con señales de duración finita es costumbre expresar la correlación cruzada mediante sumatorios finitos. En particular, si  $x(n)$  e  $y(n)$  son secuencias causales de longitud  $N$  (es decir,  $x(n) = y(n) = 0$  para  $n < 0$  y  $n \geq N$ ), la correlación cruzada puede expresarse como:

$$r_{xy}(l) = \sum_{n=i}^{N-|k|-1} x(n)y(n-l) \quad (5.9)$$

donde  $i = l, k = 0$  para  $l \geq 0$ , e  $i = 0, k = l$  para  $l < 0$

Una de las consideraciones básicas al efectuar comunicaciones, es la de asegurar la menor pérdida de la información en el transmisor. Para propósitos de la aplicación de batimetría es necesario que la correlación a obtener tenga un pico o amplitud máxima que pueda ser altamente diferenciable de sus demás lóbulos.

### 5.3. Codificación Barker

Afectados negativamente por las atenuaciones y en general el ambiente subacuático, la búsqueda de soluciones a estos inconvenientes ha dado lugar al desarrollo de esquemas de codificación y algoritmos de proceso de la señal ultrasónica que han redundado en una mayor calidad de los resultados obtenidos.

Estos esquemas se basan en la emisión de la señal ultrasónica codificada mediante secuencias binarias con propiedades de correlación favorables, esto es, con lóbulos laterales de auto-correlación y valores de correlación cruzada próximos a cero. No obstante, no es posible eliminar completa y simultáneamente las interferencias que aparecen en dichas funciones de auto-correlación y correlación cruzada sin asignar más de una secuencia a cada emisor. Así, son muchos los trabajos dedicados a la búsqueda de las secuencias binarias más adecuadas en función de la aplicación concreta.

Si bien una correcta codificación de la señal emitida supone una mayor precisión en las medidas obtenidas, también implica el desarrollo de algoritmos de procesamiento más complejos.

Los códigos Barker se definen como una secuencia de dígitos binarios  $\{B = b[l] \in \{-1, 1\}; 0 \leq l \leq L - 1; L \geq 2\}$  [40], que cumplen la siguiente propiedad:

$$|C_{B,B}[\tau]| = \left| \sum_{l=0}^{L-1-\tau} b[l]b[l+\tau] \right| \leq 1 \quad 1 \leq \tau \leq L - 1 \quad (5.10)$$

Estos códigos presentan dos inconvenientes importantes. Por un lado, sólo resulta posible generar códigos de longitudes  $L = 2, 3, 4, 5, 7, 11$  y  $13$  véase la tabla 5.1, por lo que el pico máximo de auto-correlación que puede conseguirse con estas secuencias es igual a 13 (figura 5.1).

Símbolo	Longitud	Códigos Barker
$B_2$	2	[1 -1], [1 1]
$B_3$	3	[1 1 -1]
$B_4$	4	[1 1 -1 1], [1 1 1 -1]
$B_5$	5	[1 1 1 -1 1]
$B_7$	7	[1 1 1 -1 -1 1 -1]
$B_{11}$	11	[1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 -1 1 -1]
$B_{13}$	13	[1 1 1 1 1 -1 -1 1 1 -1 1 -1 1]

TABLA 5.1: Conjuntos de códigos Barker

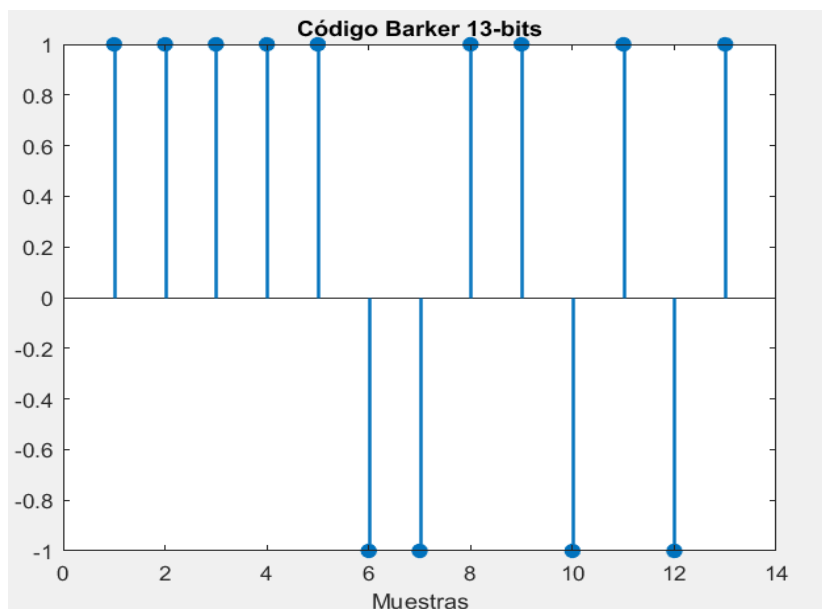


FIGURA 5.1: Secuencia Barker de 13-bits

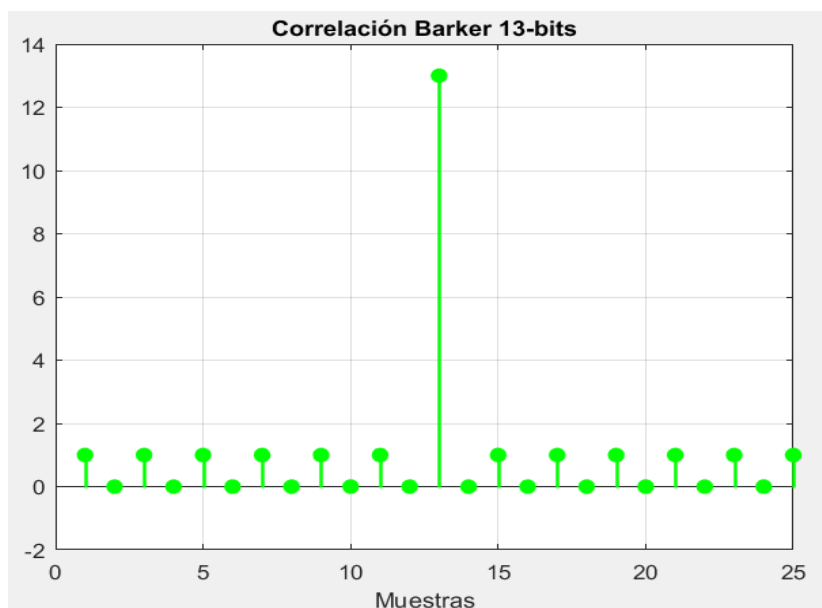


FIGURA 5.2: Autocorrelación Barker de 13-bits

Se observa en la figura 5.2 la auto-correlación de la secuencia Barker de 13-bits, resulta en un pico máximo ubicado en 13, que consigue diferenciarse de los demás lóbulos encuadrados en el eje  $y$  en máximos de 1.

## 5.4. Simulación en Matlab

Como se mencionó a inicios del capítulo, se va a utilizar el software *MATLAB* para la simulación del entorno de comunicación, la transmisión y recepción a implementar en el DSP. El código está dividido en diversos bloques que serán expuestos paso a paso, principalmente se componen de las etapas de modulación, ventaneo, selección de mejor SQNR, demodulación, correlación y normalización. Estos bloques de programación son necesarios para el entendimiento del proceso de batimetría a realizar, que se pueda determinar la distancia exacta a una superficie u objeto.

El programa inicia con el ingreso del valor de la distancia a determinar, este dato simplemente es punto de comparación para que después de los algoritmos se obtenga la *distancia estimada* y el tiempo aproximado en el que se recibió la señal de acuerdo al rebote; y así se puedan comparar con el tiempo y distancia real del entorno para conocer la resolución del sistema.

### 5.4.1. Transmisión

La señal a transmitir codificada en Barker, es convolucionada con un filtro de *coseno alzado*; un filtro electrónico capaz de reducir al mínimo la interferencia entre símbolos. Se llama así porque la parte no nula del espectro frecuencial es un coseno que, en su forma más simple ( $\beta = 1$ ), se encuentra "alzado" para situarse por encima del eje  $f$  (horizontal).

El filtro de coseno alzado es una implementación de un filtro pasa bajas de Nyquist. Con lo cual, el espectro tendrá simetría par en  $\frac{1}{2T}$ , es decir, la señal se refleja en el eje y tendrá los mismos valores para el lado positivo o negativo de  $|T|$ , donde (T) es el periodo del sistema de comunicaciones.

Si el instante de muestreo no es lo suficientemente perfecto, en esos casos no sólo se va a detectar la parte de señal correspondiente al bit o símbolo que nos interesa, sino que también se estará detectando superpuesto a lo anterior una parte de bit correspondiente a algún bit o símbolo contiguo (es decir, se produce ISI). Al final, la conjunción de la ISI (Inter Symbol Interference), el efecto del ruido y otras interferencias pueden llevarnos a recibir un símbolo erróneo.

La solución que se plantea para evitar en cierto modo el problema anterior es la utilización de una señal cuya respuesta en frecuencia sea el coseno alzado, que en el dominio del tiempo también tiene pasos por cero cada T, siendo sus lóbulos secundarios de menor significancia que en el caso de la señal senoidal, y además presenta pasos por cero intermedios entre cero y cero que presentaba la señal senoidal. El único problema de la señal en coseno alzado es que ocupa el doble de ancho de banda (permite tan solo la mitad del bit rate de los pulsos senoidales).

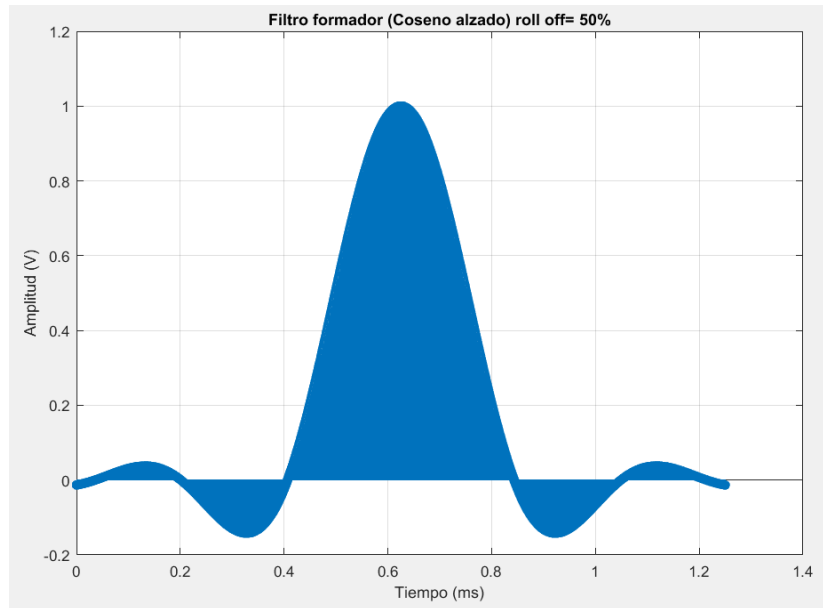


FIGURA 5.3: Filtro formador

La expresión del filtro de coseno alzado  $h_{RC}(t)$  está dada por:

$$h_{RC}(t) = \left( \frac{\text{sen}(\pi t/T)}{\pi t/T} \right) \left( \frac{\text{cos}(\alpha \pi t/T)}{1 - (2\alpha t/T)^2} \right) \quad (5.11)$$

Donde  $\alpha$  representa el factor de caída (roll-off) que puede estar en un rango de valores de 0 a 1.

El filtro de coseno alzado (*raised cosine*) diseñado en Matlab, es de 5 símbolos y con 750 muestras por símbolo, normalizado a 1 en su valor máximo y con una duración de 1.25 ms (figura 5.3).

El factor de roll-off en este caso con valor de 0.5, indica el porcentaje de ancho de banda que excede la señal de la familia del coseno alzado respecto al ancho de banda que ocuparía el pulso senoidal, cuya respuesta impulsional presentará los mismos pasos por cero.

Se realiza un sobremuestreo de la señal Barker a emplear de 13-bits (figura 5.4), este sobremuestreo coincide con la cantidad de muestras por símbolo del filtro formador, por lo que el tiempo entre símbolos Barker y los cortes en 0 del filtro son exactamente los mismos. Al contar con mayor número de símbolos, el tiempo total de la señal Barker sobremuestreada es de 3.25 ms.

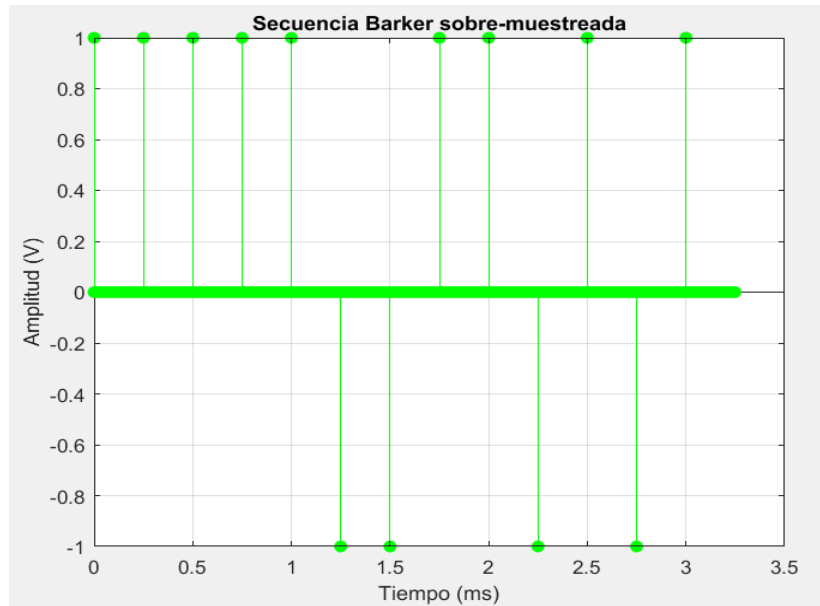


FIGURA 5.4: Código Barker sobremuestreado

Al convolucionar las señales de las figuras (5.3) y (5.4), se obtiene la señal moduladora a transmitir, la cual contiene los 13 símbolos Barker necesarios para la correcta correlación en la parte receptora, es decir, contiene los símbolos necesarios para efectuar la correlación óptima.

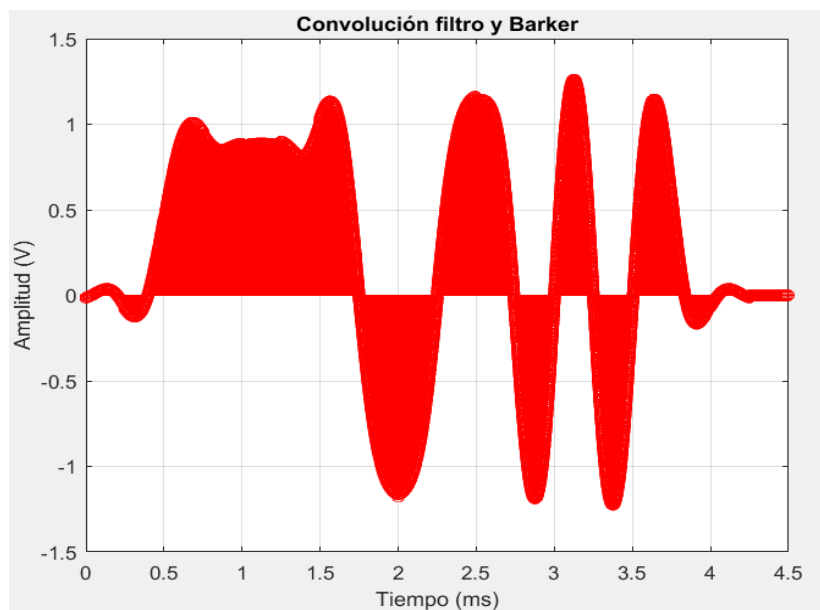


FIGURA 5.5: Señal moduladora

Para asegurar la recepción del paquete de señal a través del medio acuático, se modula la señal anterior (figura 5.5) mediante una onda seno portadora de 236 kHz de frecuencia, que es la frecuencia donde ocurre la máxima transferencia de potencia para el hidrófono SS510, esto responde a la ecuación:

$$M(t) = B(t) \cdot A \sin(2\pi ft) \quad (5.12)$$

donde  $M(t)$  es la señal modulada a obtener y  $B(t)$  corresponde a la secuencia Barker filtrada,  $f$  es la frecuencia de oscilación del transductor a 236 kHz y  $t$  el tiempo de las señales.

Al final obtenemos (figura 5.6), una señal de secuencia Barker con la envolvente mencionada que permite la transmisión efectiva en el medio subacuático, evitando interferencias para reconocer posteriormente la información contenida.

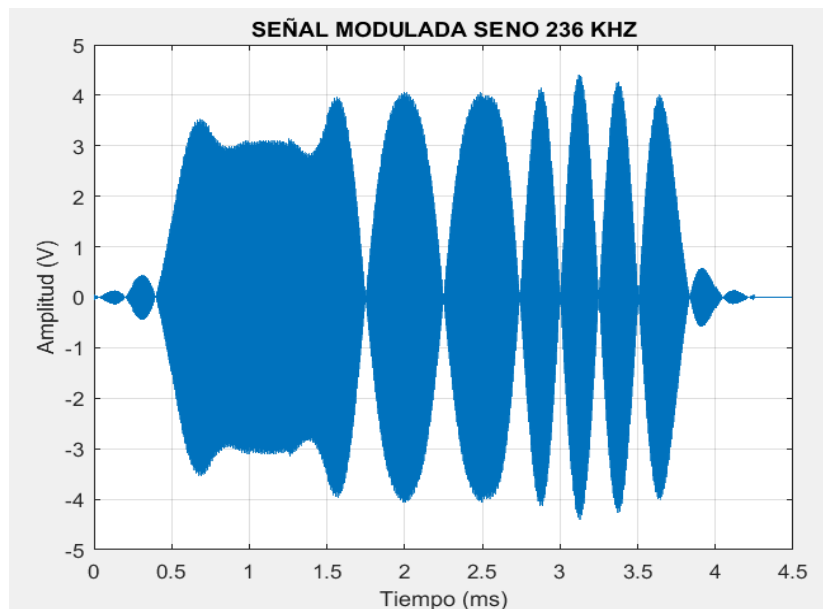


FIGURA 5.6: Señal modulada (236 kHz)

Se calcula su transformada rápida de Fourier (FFT), para obtener el espectro de la señal modulada (figura 5.7), muestreada a una tasa de  $f_s = 3$  MHz. Por lo que el periodo  $T$  de la señal es  $3.3 \times 10^{-7}$  y el periodo de símbolo de  $3.3 \times 10^{-4}$  con lo que obtenemos un ancho de banda de 472 kHz:

$$-\frac{1}{2T} = -\frac{f_s}{2} \leq F \leq \frac{f_s}{2} = \frac{1}{2T} \quad (5.13)$$

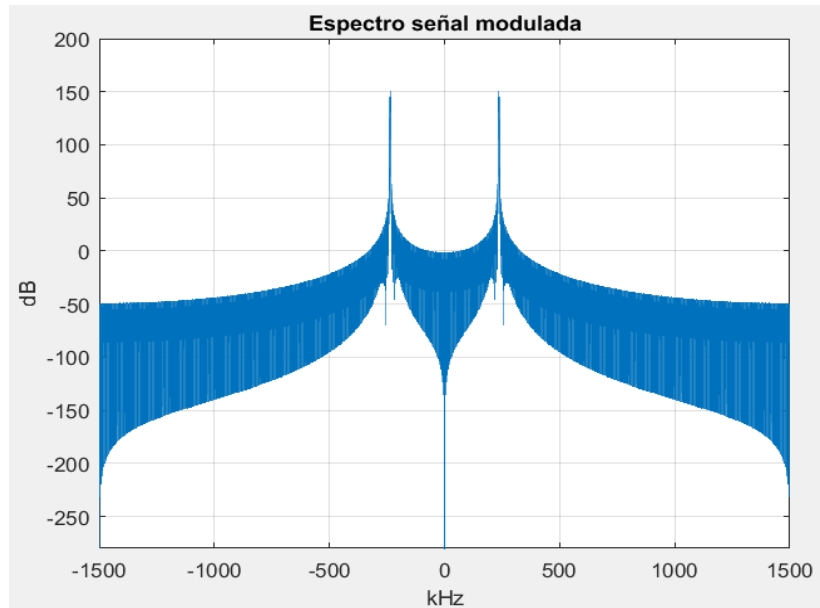


FIGURA 5.7: Espectro de la señal transmitida

Dada la atenuación (pérdidas de transmisión) del medio subacuático para señales acústicas en la ecuación (3.8) del capítulo 3,  $TL_{cil} = 10 \log 100 \text{ m} + 74.2 \text{ dB/km} \cdot 10^{-3} + 3 \text{ db/rebote}$ . Obteniendo un valor de  $TL_{cil} = 23.074 \text{ dB}$ , donde la distancia  $r$  a considerar para la simulación es de 100 m. Así la señal transmitida atenuada y desplazada en el tiempo es representada en la figura (5.8).

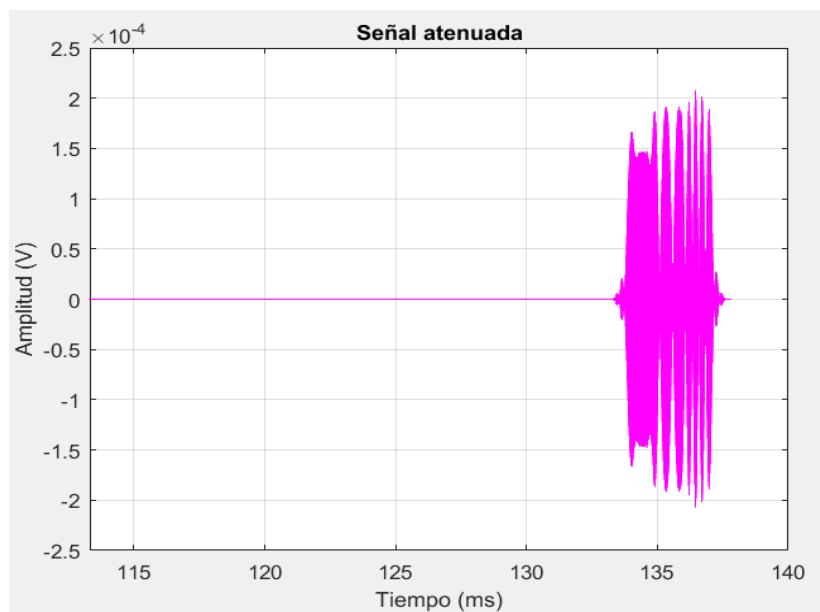


FIGURA 5.8: Atenuación de la señal transmitida



### 5.4.2. Recepción

De acuerdo al diseño de la tarjeta receptora, la simulación presenta cuatro etapas de amplificación (figura 5.9), con ganancias de  $\times 100$ ,  $\times 10$ ,  $\times 10$  y  $\times 10$  respectivamente. En el siguiente ploteo se muestran los rebotes de la señal desplazada en el tiempo y recibida en los cuatro canales del ADC. La señal está elevada en un D.C. de 1.65 V y limitada a saturación entre 0 y 3.3 V. Las etapas están representadas en la simulación en diferentes colores, azul para la primera etapa, verde la segunda, roja la tercera y en color negro la última etapa. Con las pruebas experimentales realizadas en el estanque y la alberca del IPN, se determinó que el ruido del sistema es de alrededor de 200 mVpp en la cuarta etapa de amplificación.

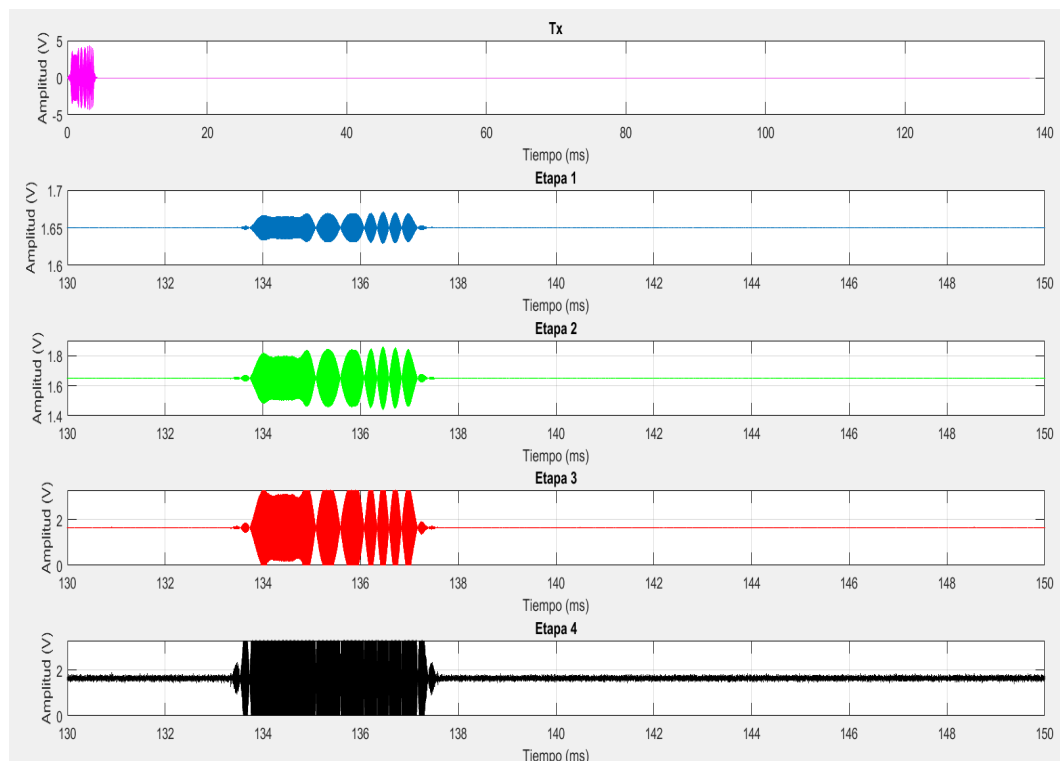


FIGURA 5.9: Etapas de amplificación

Para el procesamiento de la señal se emplea el método de "ventanas de observación", cada bloque de ventana está conformado de  $M$  muestras en este caso una cantidad de 1440, equivalente a dos veces el número de muestras de la señal transmitida, con un tiempo por ventana de 0.72 milisegundos. Así en una sucesión constante a una frecuencia de muestreo de 2 MHz, el número de ventanas dependerá de la longitud del tiempo, proporcional a la distancia de ida y vuelta del rebote. En el supuesto de medir una distancia de 100 metros se requiere de 98 ventanas. Se destaca que dependiendo la velocidad del sonido acorde con los parámetros existentes de temperatura y salinidad, a velocidades de propagación menores existirán mayores retardos en la señal transmitida.

### 5.4.3. Control Automático de Ganancia Cuantificado

El QAGC (Quantized Automatic Gain Control, por sus siglas en inglés), compuesto de una cadena de amplificadores de ganancia fija, seguida de un banco de convertidores analógico-digital; es un subsistema de recepción que está a cargo de proveer a su salida un nivel de potencia promedio tal que la SQNR a la salida del ADC sea máxima, a pesar del amplio intervalo dinámico que podría tener la señal recibida [41]. El SQNR se define como el cociente de la potencia promedio de la señal a la entrada del ADC entre la potencia promedio del ruido de cuantificación, este último calculado como la diferencia entre la señal original a la entrada y la señal cuantificada a la salida del ADC. La potencia promedio de la señal a la salida de la cadena, medida a la salida del ADC, es estimada en el procesador digital de señales y la ganancia total de la cadena de amplificadores es controlada de forma tal que la potencia estimada en la salida, sea lo más cercana posible a la potencia óptima requerida para maximizar la SQNR a la salida del ADC. Esta señal digitalizada se encuentra así disponible para su procesamiento posterior. Si se logra esta meta, y si se usa una cantidad suficiente de niveles de cuantificación en el ADC, los algoritmos subsecuentes de procesamiento digital de señales operarán sobre una señal con ruido de cuantificación cuya potencia se encuentra dentro de los límites tolerables.

Ahora bien, para evitar que se introduzcan efectos indeseables de modulación de amplitud en la señal recibida que procesará el receptor, el AGC debe mantener una ganancia fija que optimice la SQNR a la salida del ADC durante la duración de la ventana de observación completa y no solamente durante la duración de una ventana, pues esta potencia está condicionada por el arribo aleatorio, no predecible, de los paquetes. Por lo tanto, no es posible establecer un tiempo inicial de la ventana durante el cual se calcule la ganancia adecuada para la señal en la ventana completa. Una característica fundamental de la estructura del QAGC es que al contar con ganancias fijas de amplificadores, no es necesario tener un circuito de control con retroalimentación el cual podría exhibir comportamiento inestable o incluso caótico.

La forma de encontrar la etapa de amplificación que de la mejor SQNR es estimando las potencias  $\sigma_{r_i}^2$  de las señales de media cero  $\{r_i(k)\}_{i=1}^N$ , es decir,  $\sigma_{r_i}^2 = E[r_i^2(k)]$ , donde  $E[\cdot]$  representa el valor esperado, entonces se usa la característica de SQNR contra potencia de entrada propia del cuantificador para controlar el multiplexor (MUX) y seleccionar la etapa óptima entre las  $N$  posibilidades. Para un cuantificador dado y cierta función de densidad de probabilidad de la señal de entrada, la característica de SQNR contra potencia de entrada relaciona cada potencia de entrada con una SQNR obtenida, de manera que se puedan comparar las distintas SQNR que se obtienen a la salida de los distintos ADC del banco ADC [41]. En la práctica, para cada etapa de amplificación,  $\sigma_{r_i}^2$ , se estima a partir del conjunto  $M$  muestras de la señal digitalizada a la salida de cada bloque o ventana usando el estimador:

$$\sigma_{r_i}^2 = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} [r_{iR}^2(k) + r_{iI}^2(k)] \quad (5.14)$$

donde  $r_{iR}^2(k)$  y  $r_{iI}^2(k)$  son, respectivamente, la parte real (en fase) y la parte imaginaria (en cuadratura) de  $r_i(k)$ .

La ecuación (5.14) queda representada en la figura (5.10), las potencias están dadas en dB obtenidas de cada etapa en las diversas ventanas de observación. Se observa que en las primeras ventanas sólo existe ruido, al momento de encontrarse la señal, se visualiza un incremento de la potencia en las mismas ventanas de una misma amplificación.

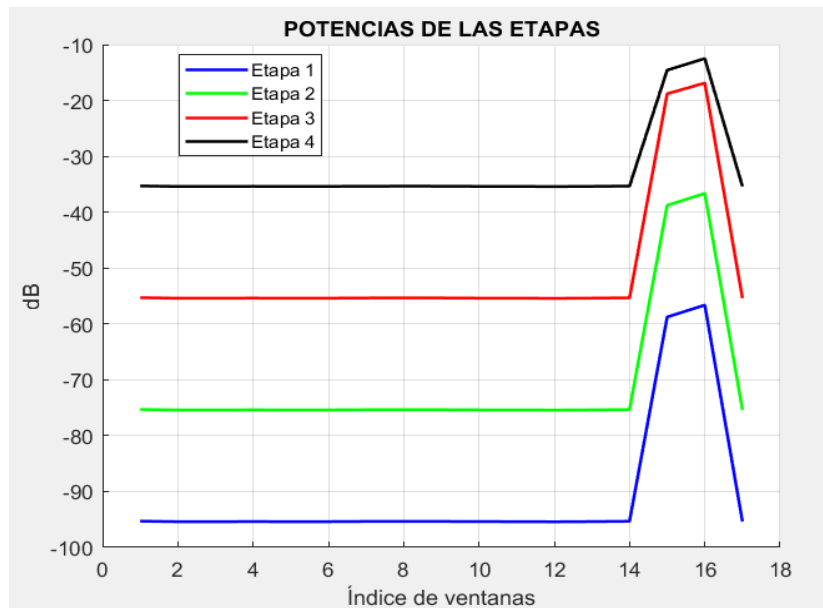


FIGURA 5.10: Potencias de las 4 etapas

La forma de configurar el multiplexor es descrita a continuación:

- Estimar las potencias de las señales  $\{r_i(k)\}_{i=1}^N$  usando los estimadores  $\sigma_{r_i}^2 = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} [r_{iR}^2(k) + r_{iI}^2(k)]$ .
- Buscar las potencias estimadas  $\sigma_{r_i}^2$  que se encuentran en la región lineal de la curva (figura 5.11). Estas serán referidas como las potencias estimadas aproximadas.
- Recalcular las potencias estimadas  $\sigma_{r_i}^2$  que caen afuera de la región lineal de la curva, utilizando como conocimiento las ganancias de los amplificadores.
- Evaluar cada una de las  $N$  SQNRs entregadas por el ADC usando la SQNR vs entrada de voltaje característica del cuantizador.
- La señal seleccionada  $z(k) = r_j(k)$  ( $j = \max_i [s(\sigma_{r_i})]$ )

Para obtener una expresión cerrada de SQNR de  $b$ -bit uniforme cuantizado, asumimos que  $f_r(r)$  y  $\sigma_r^2$  respectivamente son el pdf y la varianza de la señal de entrada y  $s(\sigma_r^2)$  la SQNR del cuantizador. La definición formal de  $s(\sigma_r^2)$  es :

$$s(\sigma_r^2) = \frac{\sigma_r^2}{\sigma_n^2} \quad (5.15)$$

donde  $\sigma_n^2$  es la potencia del ruido de cuantización, que puede estar dividido en componentes *granular* y *sobrecarga*.

$$\sigma_n^2 = \sigma_{n(\text{granular})}^2 + \sigma_{n(\text{sobrecarga})}^2 \quad (5.16)$$

donde

$$\sigma_{n(\text{granular})}^2 = \sum_{j=2}^{L-1} \int_{r_j}^{r_{j+1}} (r - q_j)^2 f_r(r) dr + 2 \int_{r_L}^{r_{ol}} (r - q_L)^2 f_r(r) dr \quad (5.17)$$

$$\sigma_{n(\text{sobrecarga})}^2 = 2 \int_{r_{ol}}^{\infty} (r - q_L)^2 f_r(r) dr \quad (5.18)$$

En (5.17) y (5.18),  $L$  es el número de niveles de cuantización, y  $q_j$  y  $r_j$  representan la cuantización y los niveles de decisión respectivamente. A su vez,  $r_{ol}$  es el nivel de sobrecarga o saturación del cuantizador. En orden para obtener una expresión,  $f_r(r) \forall |r| < r_{ol}$  se asume uniforme para cada intervalo de cuantización. Esta aproximación es bastante buena cuando el número de bits de cuantización es muy grande ( $b \geq 8$ ). Usando estas definiciones, el ruido de cuantización está dado por:

$$\sigma_{n(\text{granular})}^2 = \frac{\Delta}{12} \operatorname{erf} \left( \frac{r_{ol}}{\sqrt{2\sigma_r^2}} \right) \quad (5.19)$$

$$\sigma_{n(\text{sobrecarga})}^2 = (q_L^2 + \sigma_r^2) \operatorname{erfc} \left[ \frac{r_{ol}}{\sqrt{2\sigma_r^2}} \right] + \frac{\sqrt{2\sigma_r^2}(r_{ol} - 2q_L)}{\sqrt{\pi}} e^{-\frac{r_{ol}^2}{2\sigma_r^2}} \quad (5.20)$$

donde  $\Delta = \frac{r_{ol}}{2^{b-1}}$  es el tamaño de los intervalos de cuantización. Enlazando (5.19) y (5.20) en (5.16), se obtiene la expresión deseada para  $s(\sigma_r^2)$ .

Una vez implementado el algoritmo como función de las potencias medias obtenidas de cada etapa, la gráfica de mejor SQNR (figura 5.11) muestra una parte lineal y otra parte curva, mientras las potencias calculadas se mantengan en el rango de -70 dB a -4 dB se garantiza que eligiendo la mejor SQNR de ese intervalo, se encontrará una señal con potencia óptima y sin saturación.

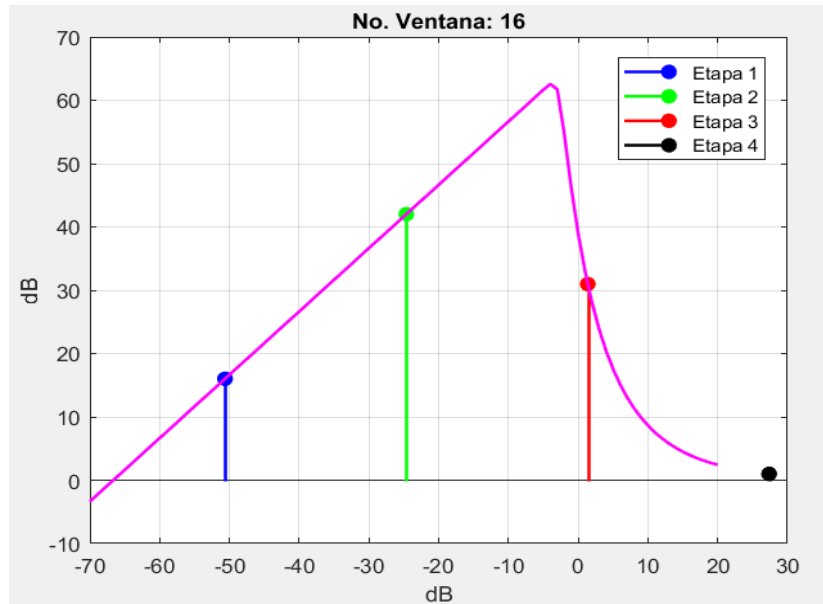


FIGURA 5.11: Curva algoritmo SQNR

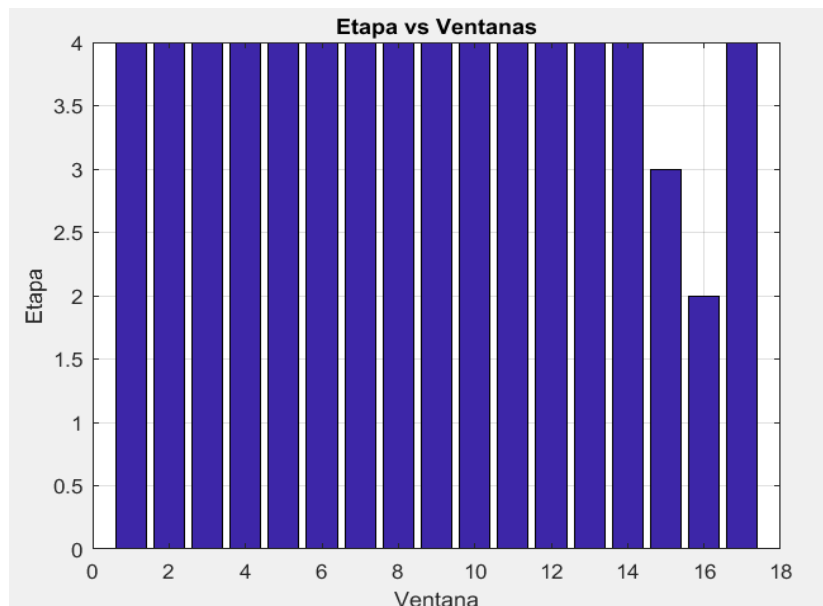
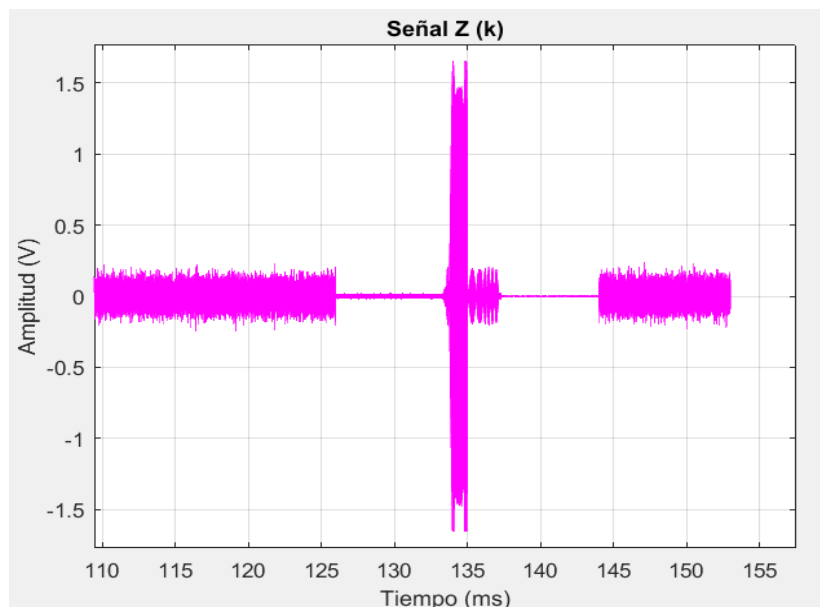


FIGURA 5.12: Selección de mejor etapa

Con la curva anterior (figura 5.12) obtenemos la secuencia de cómo funcionará el multiplexor (MUX), el algoritmo colabora en alternar entre etapas seleccionando la mejor de cada ventana. Entonces, para una ventana de observación dada, la etapa que entregue la máxima SQNR de entre las  $N$  salidas de amplificación digitalizadas  $\{r_i(k)_{i=1}^N\}$ , ( $k = 0 \dots M - 1$ ), se selecciona como la señal recibida con ganancia controlada y se representa por  $z(k)$  a la salida del MUX.

FIGURA 5.13: Señal  $z(k)$ 

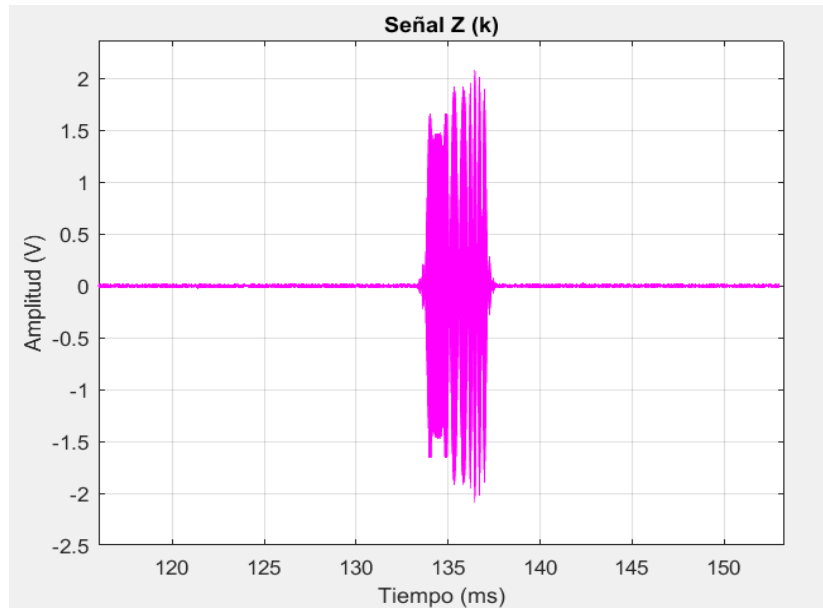
#### 5.4.4. Demodulación

La señal  $z(k)$  obtenida, formada por bloques de diferentes etapas, es la señal a procesar, será demodulada, filtrada, correlacionada y normalizada; procesos digitales para la fácil detección de la secuencia Barker y conocimiento del tiempo en el que fue recibida la información con el retardo del pico máximo de correlación. Aunque antes de todo eso es necesario hacer correcciones a  $z(k)$  (figura 5.13), se observa que la señal tiene las variaciones muy notorias entre cada ventana debido al empalme de bloques y sus amplitudes; para normalizarlas se establece a la etapa 3 como referencia. Considerando a  $x_N(t)$  como la señal recibida en cada etapa y  $N$  como el número del bloque de amplificación, tenemos que para normalizar  $z(k)$  como (figura 5.14):

$$x_1(t) = 100 x_1(t) \quad (5.21)$$

$$x_2(t) = 10 x_2(t)$$

$$x_4(t) = x_4(t)/10$$

FIGURA 5.14: Señal  $z(k)$  normalizada

Para realizar la demodulación se tiene que recordar que la portadora transmitida fue efectuada con una señal senoidal; al multiplicar la señal  $z(k)$  por el seno de la frecuencia de operación (235 kHz) podremos reconstruir la información enviada. Como no se conoce la fase exacta en la que estará recibiendo el rebote  $z(k)$ , se demodulara además de con la señal seno, con una componente señal coseno de la misma frecuencia, esto permite que procesando dos demodulaciones de fases desconocidas, al filtrarlas y sumarlas obtengamos una señal sin desfaseamiento.

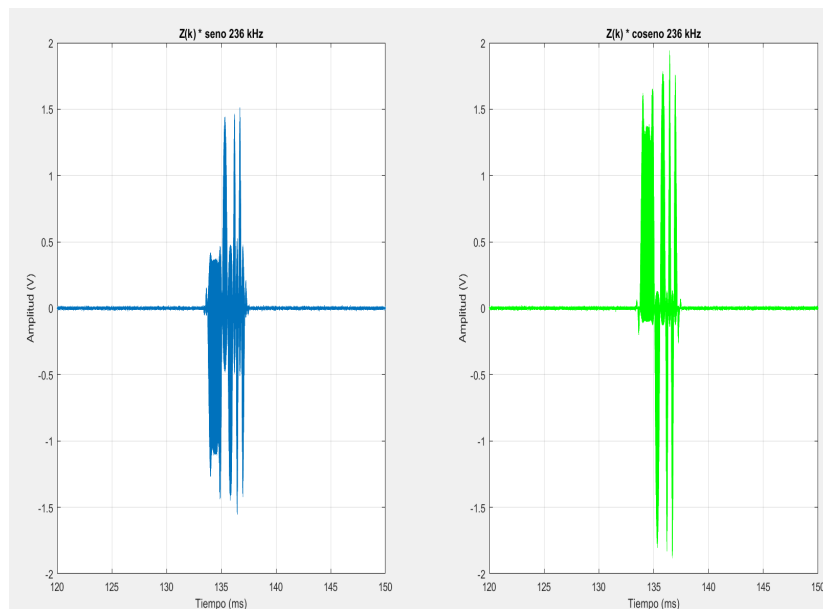


FIGURA 5.15: Demodulaciones por seno y coseno

### 5.4.5. Filtro coseno alzado

Una vez más la señal es filtrada, al igual que en la transmisión con un filtro de coseno alzado, este filtro es decimado por una constante de diez, por lo que su tiempo es menor en comparación con el primer filtro. Con esto se consigue incrementar su ancho de banda por lo que se minimizará el paso de altas frecuencias de las señales demoduladas. (figura 5.16).

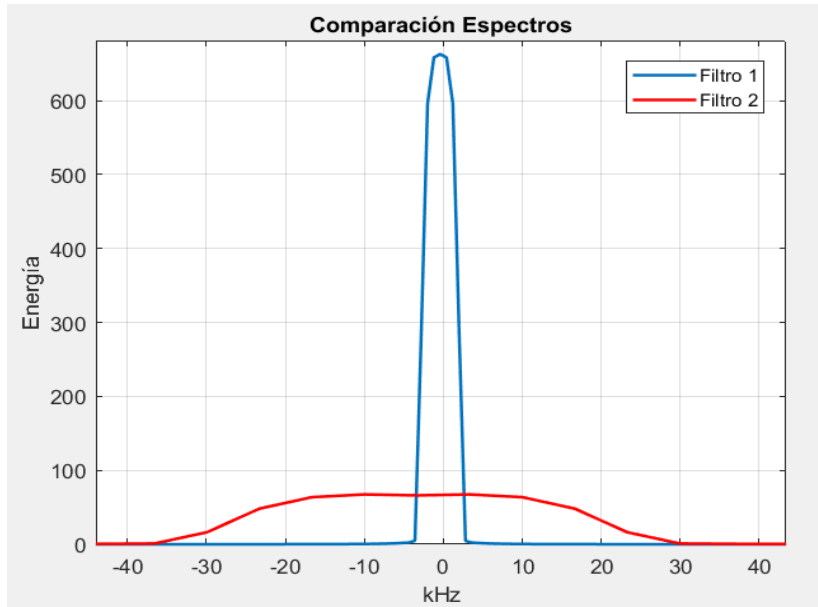


FIGURA 5.16: Espectros de filtros de coseno alzado

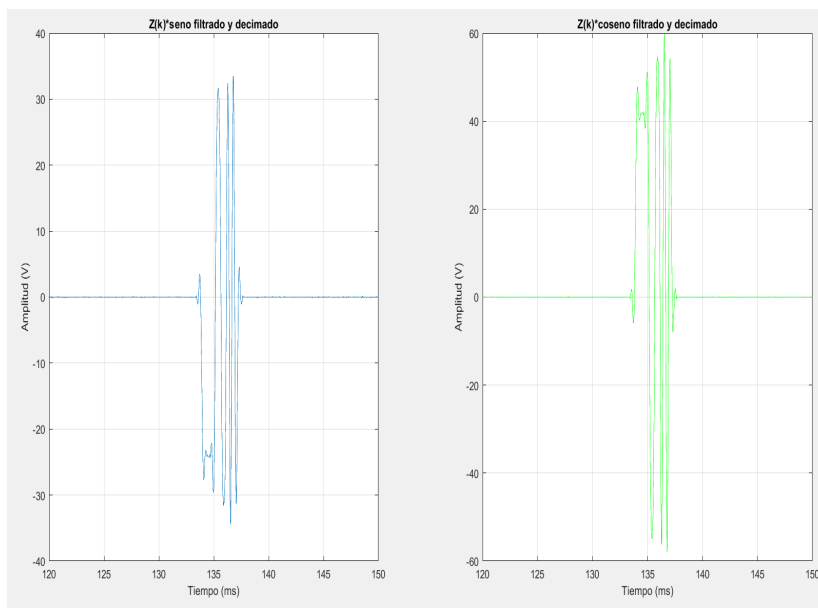


FIGURA 5.17: Demodulación filtrada y decimada(20)



En la figura (5.17) se puede apreciar la demodulación en seno y coseno filtradas cada una con el filtro 2 de la figura (5.16), las altas frecuencias fueron eliminadas. A su vez las señales en ambos casos fueron decimadas en un factor de 20, con esto se consigue disminuir el tiempo de procesamiento en el DSP al contar con menos muestras.

#### 5.4.6. Correlación y normalización

El propósito de todo el procesamiento es conseguir la correlación óptima de la señal transmitida y recibida. Cuando correlacionamos dos señales, la energía que contiene el pico máximo es de cierta forma variable, es decir, para el ojo humano es perceptible saber donde se encuentra la señal y su retardo de tiempo, pero a nivel de programación y para contar con una correlación dinámica, es necesario que se establezcan límites de normalización donde se pueda decidir si existe señal o no.

Para explicar el proceso de correlación y normalización de la señal recibida, se hará uso de un diagrama a bloques (figura 5.18). El procesamiento se divide en dos ramas que denominaremos *rama seno* y la *rama coseno*, ambas pasaran por los mismos filtros para al final ser sumadas y obtener la correlación final.

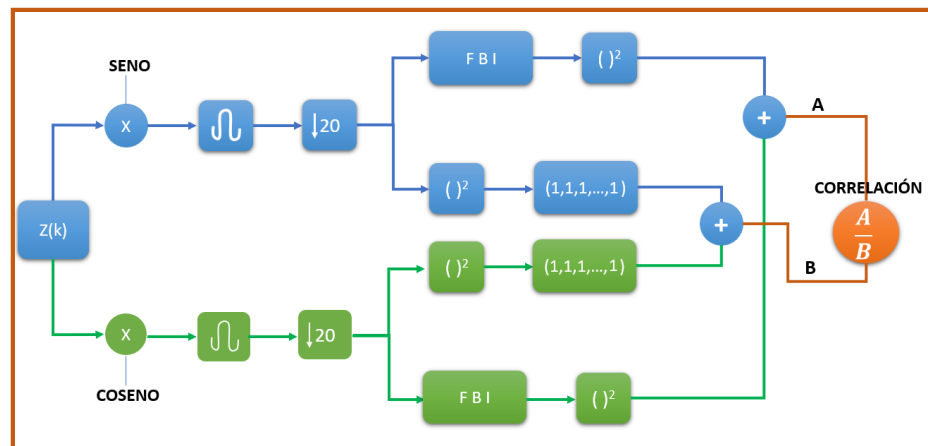


FIGURA 5.18: Diagrama a bloques de normalización

En el diagrama cada rama se subdivide en dos procesos, uno donde la señal decimada se convolucionan con el filtro Barker descrito en la transmisión pero invertido. se agrega que el filtro (figura 5.5) es decimado y normalizado. Su normalización considerando el filtro como  $h_B(k) = h_B(-k)$  debido a que es la respuesta al impulso reflejada responde a la ecuación:

$$h_{Bnorm}(k) = \frac{h_B(k)}{\sum h_B^2(k)} \quad (5.22)$$

Este filtro es denominado FBI (Filtro Barker Invertido) que no es más que la señal moduladora reflejada, normalizada y decimada, como se visualiza en la gráfica 5.19.

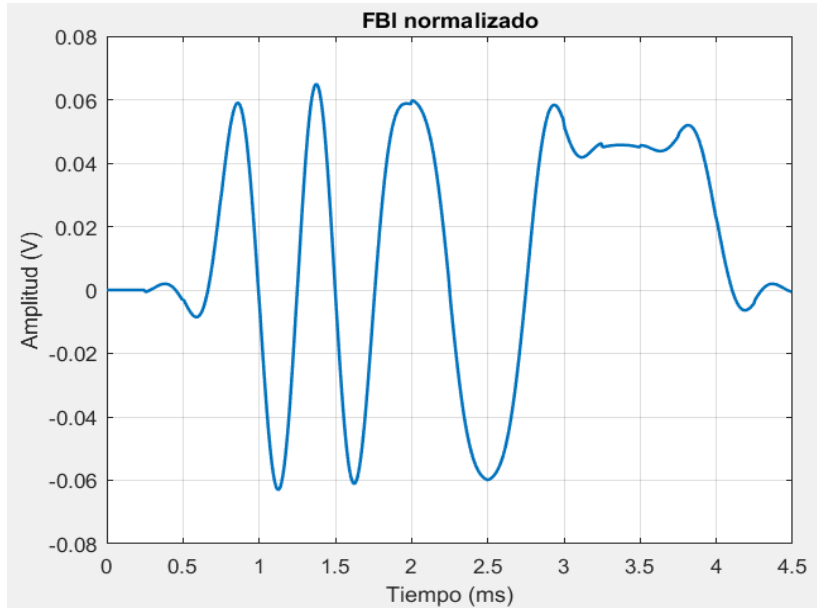


FIGURA 5.19: Filtro Barker Invertido (FBI) normalizado

Deduciendo del teorema de correlación, las similitudes entre el cálculo de correlación cruzada y la convolución de dos secuencias son evidentes. En el cálculo de la convolución, una de las señales se refleja, se desplaza y entonces se multiplica por la otra secuencia; finalmente se suman todos los valores de la secuencia producto. Con excepción de la operación de reflexión, el cálculo de la correlación cruzada supone exactamente las mismas operaciones: desplazamiento de una de las secuencias, multiplicación de ambas y suma de todos los términos de la secuencia producto. En definitiva, si tenemos un programa para el cálculo de la convolución, se puede usar para obtener la correlación cruzada proporcionando como entrada  $x(n)$  y la secuencia reflejada  $y(-n)$ . Así, la convolución de  $x(n)$  con  $y(-n)$  nos da la correlación cruzada  $r_{xy}(l)$ , esto es,

$$r_{xy}(l) = x(l) * y(-l) \quad (5.23)$$

Entonces si se emplea el FBI (figura 5.19), que ya se encuentra reflejado y se convoluciona con la señal  $z(k)$  demodulada y filtrada, se obtiene la correlación cruzada correspondiente a la ecuación (5.23), esta nueva señal o correlación, es producto en las dos ramas del diagrama a bloques; son las señales  $r_{xy}(l)$  (figura 5.20).

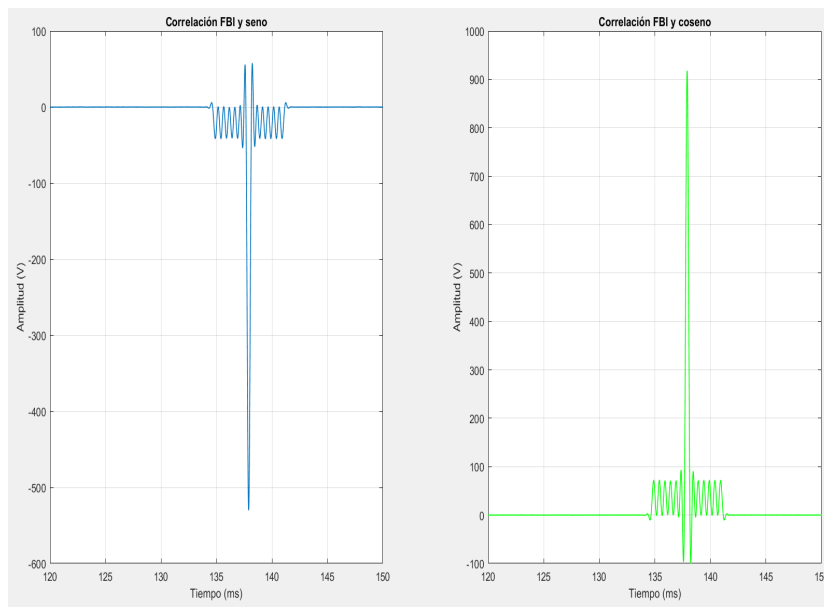


FIGURA 5.20: Correlaciones (FBI) en rama seno y coseno

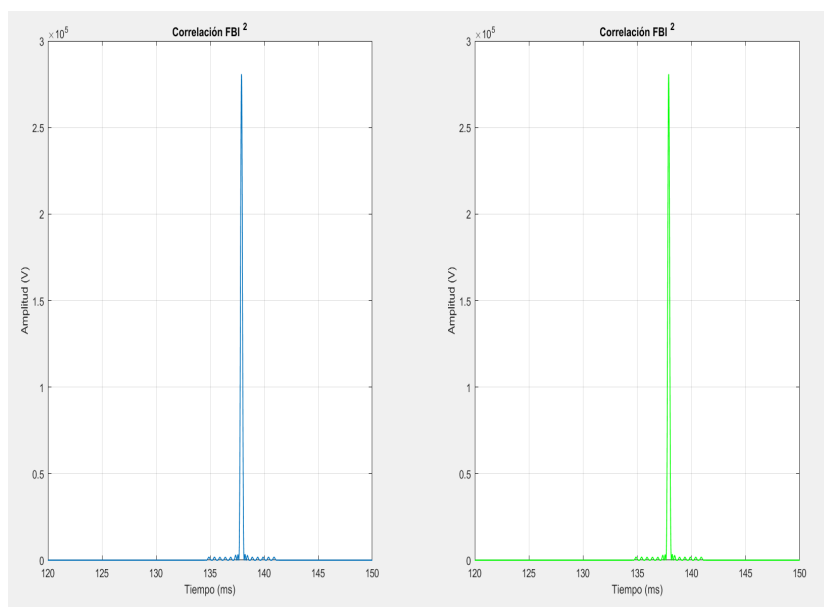


FIGURA 5.21: Correlaciones (FBI) elevadas al cuadrado

Así mismo estas nuevas señales correlacionadas son elevadas al cuadrado como se menciona en el diagrama (5.18), al multiplicarlas por sí mismas, evitaremos valores debajo de 0, originados por la aleatoriedad de fase en la que el rebote es recibido (figura 5.21).

En otra línea de flujo del diagrama, se observa que se eleva al cuadrado la señal decimada antes de pasar por el filtro FBI, esta línea corresponde a un nuevo filtro para realizar la

normalización completa de la señal. Al elevar al cuadrado obtenemos (figura 5.22) dos señales de la rama seno y coseno que serán filtradas más adelante.

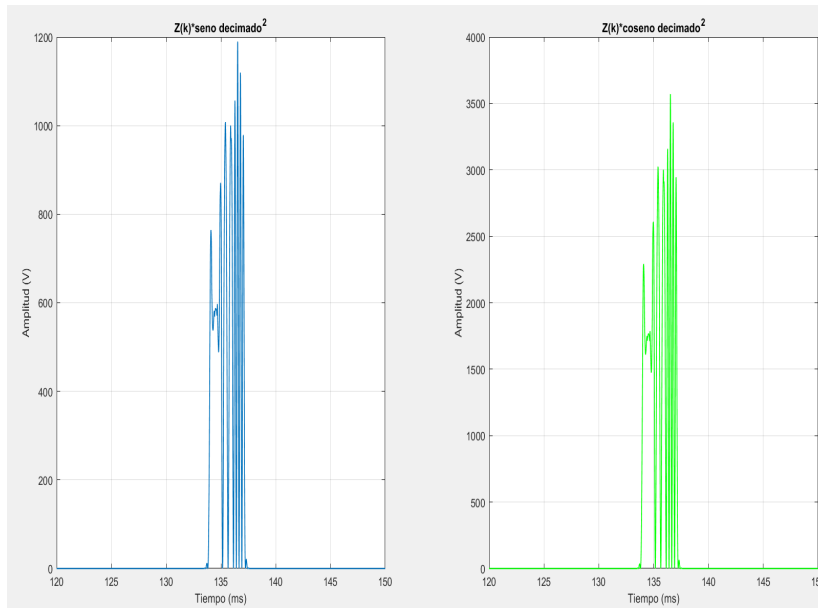


FIGURA 5.22: Señal  $z(k)$  decimada y elevada al cuadrado

Las señales anteriores (figura 5.22) son convolucionadas con un filtro de unos, es decir, un vector de unos de longitud del tamaño de la FBI normalizada. Como resultante tenemos dos nuevas señales filtradas, estas serán sumadas, para finalmente encontrarse en la división que obtendrá la correlación normalizada.

Las correlaciones normalizadas y el filtro de unos de cada una de las respectivas ramas seno y coseno, son sumadas y divididas, así la resultante de acuerdo al diagrama (5.18) es la correlación dinámica normalizada. Para encontrar el retardo o tiempo exacto en la recepción del rebote de señal, tenemos que hacer un ajuste de tiempo, esto significa restar los tiempos de los filtrajes empleados. Adecuando el tiempo y eligiendo un nivel de decisión que considere como señal valores por encima de 0.2 V (figura 5.24), se determina el retardo ( $l$ ) aproximado. Así para una supuesta distancia de 100 m, el tiempo estimado por los cálculos del procesamiento digital es de 133.33 ms.

Sustituyendo los valores encontrados en la ecuación (5.2), obtenemos la distancia estimada acorde a la velocidad del sonido en el agua (1500 m/s):

$$D_{estimada} = 1500 \text{ m/s} \cdot \frac{0.13333 \text{ s}}{2} \quad (5.24)$$

$$D_{estimada} = 99.9975 \text{ m}$$

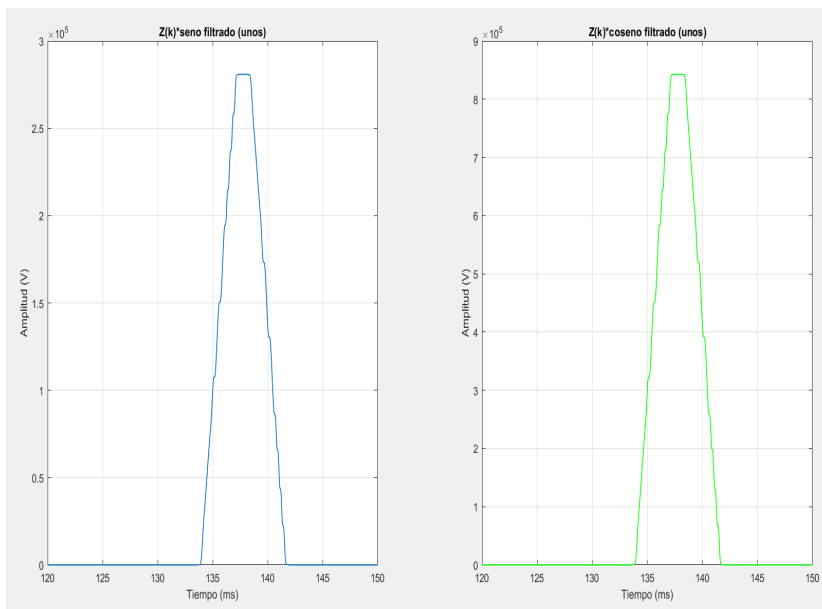


FIGURA 5.23: Z(k) filtrado con vector de unos

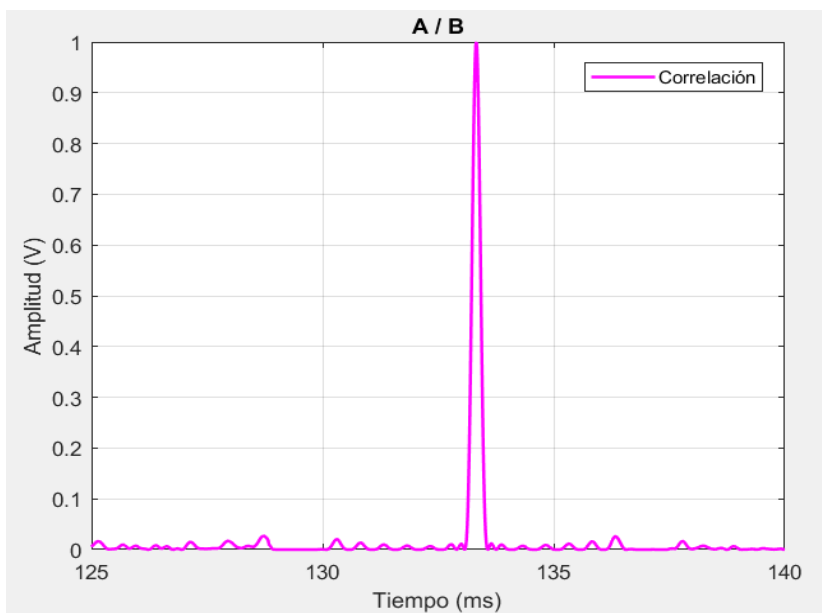


FIGURA 5.24: Correlación normalizada a 1



## Capítulo 6

# Arquitectura y programación del firmware del batímetro

Instrumentar la simulación elaborada en el capítulo anterior al procesador lleva tiempo considerable, ya que se requiere la programación de toda la arquitectura de la tarjeta y el conocimiento de todos sus periféricos. Para el procesamiento la tarjeta utiliza el dispositivo TMS320F28335 (véase figura 6.1) de Texas Instruments (TI) integrado a la tarjeta diseñada.

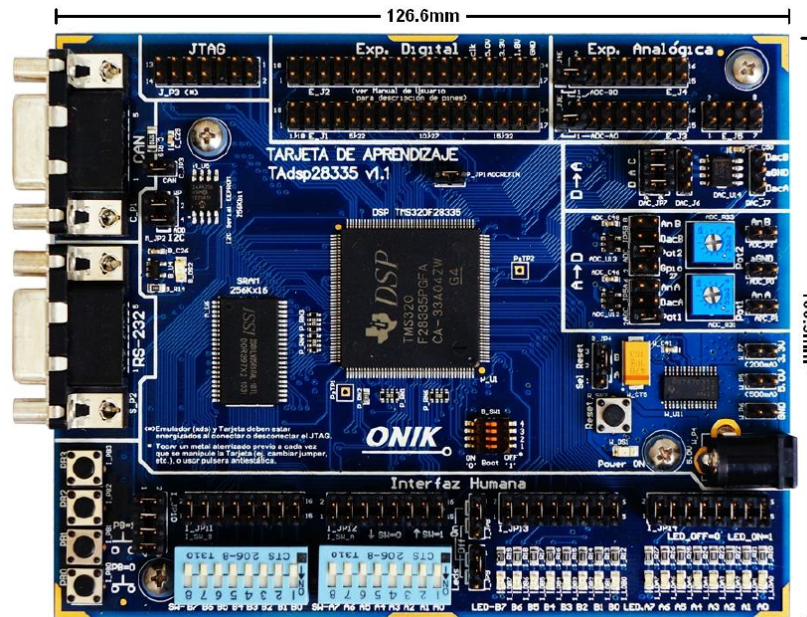


FIGURA 6.1: Ubicación del dispositivo TMS320F28335 de TI en la tarjeta

A continuación en la tabla 6.2 se muestran las características más relevantes de este dispositivo.

Características	Especificaciones
Frecuencia de operación máxima	150 MHz
Convertidor A/D	12 bits y 16 canales
Voltaje de operación	5 V (voltajes en la tarjeta 3.3 V y 1.8 V)
Unidad de Punto Flotante	32 bits
I2C EEPROM	256 kbits
Memoria Flash	256 kB x 16
Memoria SRAM	34 kB x 16
Puerto	JTAG (14 pins) utilizable con XDS100

FIGURA 6.2: Características tarjeta TMS320F28335 de TI

Se requiere el uso del programa *Code Composer Studio v5* (CCSv5) de Texas Instruments, esta herramienta permite programar y depurar el DSP. El convertidor A/D del TMS320F28335 cuenta con 16 canales de conversión analógica a digital: A0...A7 y B0...B7, las entradas A0 y B0 han sido cada una acondicionadas con un circuito de *driver*, y un selector de fuente de señal. La tarjeta tiene la capacidad de realizar la conversión de señal digital a analógica, con lo cual se logra realizar el ciclo completo de: muestreo de señal analógica, procesamiento digital (en el DSP), y conversión de los datos procesados a una señal analógica nuevamente. Para realizar dichas funciones se ha incluido el DAC TLV5637, que se conecta a la interfaz McBSP A del DSP.

El Procesador Digital de Señales TMS320F28335, es el componente principal del sistema, se encarga de recibir en formato digital la información que le sea provista por cualquiera de sus periféricos, realizar el procesamiento que se requiera, y enviar las señales o información que resulten de ese procesamiento, también por alguno de los dispositivos periféricos. Las operaciones que el procesador aplique a la información dependen del código del programa que se haya descargado en la memoria, que pueden ser desde simples operaciones matemáticas, hasta complejos procesos de codificación y filtrado de señales.

Debido a las limitaciones del hardware, como su capacidad de memoria RAM, se debe reducir el número de muestras y la tasa de muestreo expuesta en el capítulo anterior; se diseñó el programa para una tasa menor de muestreo, a 400 kHz para cumplir con el teorema de Nyquist-Shannon. Esto implicó el cambio en el número de muestras de la señal a transmitir y las señales en el procesamiento.

## 6.1. Transmisión DSP

En el DSP se deben configurar varios módulos para realizar la transmisión, en simulación podemos definir que la señal transmitida es una constante, es decir, un arreglo permanente enviado en el tiempo. Con esta atribución la transmisión fue implementada con las muestras realizadas en los cálculos de MATLAB, esto colabora en reducir el tiempo de uso del procesador y enfocarlo a otras tareas como la recepción y procesamiento de las muestras.



### 6.1.1. MCBSP

Este dispositivo proporciona hasta dos puertos serie con almacenamiento en búfer multicanal de alta velocidad (McBSP) que permiten contar con una interfaz para codecs y otros dispositivos en el sistema. El McBSP consiste en una ruta de flujo de datos y una ruta de control conectada a dispositivos externos mediante seis terminales. Los datos se comunican a dispositivos interconectados con el McBSP a través del pin de transmisión de datos (DX) para transmisión y vía pin de recepción de datos (DR) para recepción. La CPU y el controlador DMA se comunican con McBSP a través de registros de 16 bits accesibles a partir del bus periférico interno. La CPU o el controlador DMA escriben los datos que se transmitirán a los registros de transmisión de datos (DXR1, DXR2).

La función del MCBSP configura al MCBSP-A para transferir datos al FPGA. El reloj que genera el MCBSP-A es la base de tiempo para la parte de batimetría del FPGA.

### 6.1.2. DMA

El módulo DMA es una máquina basada en eventos, lo que significa que requiere un disparador de interrupción periférico para iniciar una transferencia DMA. Aunque se puede convertir en una máquina periódica controlada por tiempo configurando un temporizador como la fuente de activación de interrupción, no hay ningún mecanismo dentro del propio módulo para iniciar transferencias de memoria periódicamente.

El módulo de acceso directo a la memoria (DMA) proporciona un método de hardware para transferir datos entre periféricos y / o memoria sin intervención del CPU, lo que libera ancho de banda para otras funciones del sistema. Además, el DMA tiene la capacidad de reorganizar ortogonalmente los datos tal como fueron transferidos, así como datos de "ping-pong" entre buffers.

La función configura el canal 1 del EDMA para transferir una muestra del ADC al arreglo *Adcbuf A* cada vez que el ADC termina un proceso de conversión.

### 6.1.3. DatosTX

La ecuación 6.1 (DatosTx) es el arreglo de variable entera de 16-bits sin signo, que contiene la señal a transmitir cuantificada uniformemente por redondeo (asignada al nivel más próximo).

$$x_q(t) = \frac{(x(t) + 1.1) \cdot 4095}{2.2} \quad (6.1)$$

El cálculo de cuantificación es para 12 bits y  $x(t)$  como la señal a transmitir ya filtrada con la secuencia Barker; 1.1 es el valor en voltaje de los límites de operación y saturación en 1.1 V y -1.1 V. Las muestras generadas de la señal a transmitir son transferidas a la memoria RAM del batímetro del FPGA.

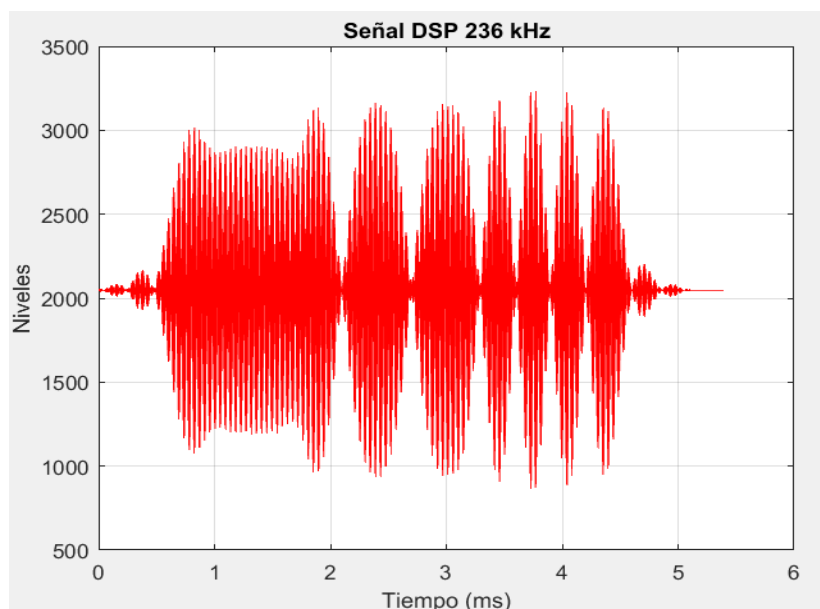


FIGURA 6.3: Señal transmitida en el DSP

En la función de la FPGA, se envía la palabra de control para iniciar la transmisión de la señal y colocar la referencia (cero segundos) de la base de tiempo para el batímetro. En esa misma función se envía la instrucción al FPGA para la conmutación, es decir, seleccionar entre transmitir o recibir, y al finalizar se envían las palabras de control para escribir ceros en la memoria RAM.

## 6.2. Recepción DSP

El método de programación para recibir y procesar es el denominado "ping-pong". El buffer múltiple o ping-pong, es el uso de más de un buffer de almacenamiento de un bloque de datos. Si estos datos están siendo leídos y escritos al mismo tiempo, un buffer múltiple permite al "lector" obtener una visión completa de los datos (aunque no esté actualizada), en vez de tener una versión parcialmente actualizada de los datos que están siendo creados por el "escritor". También se usa para evitar la necesidad de usar RAM de doble puerto cuando los lectores y escritores son diferentes dispositivos.

La forma más fácil de explicar cómo funciona un buffer múltiple es utilizando un diagrama a bloques (véase figura 6.4):

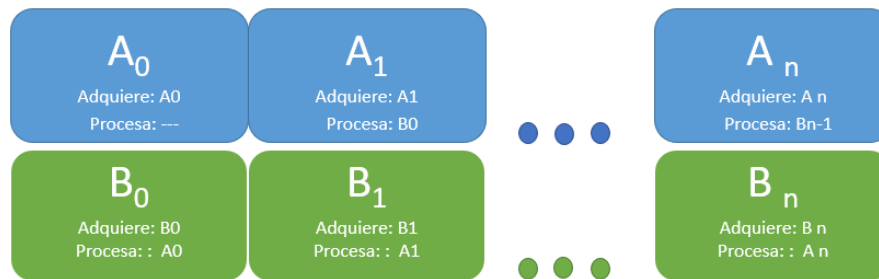


FIGURA 6.4: Diagrama programación PingPong

Así es como "ping-pong.<sup>en</sup> programación significa que mientras adquirimos la señal en un bloque o ventana de observación  $A$ , para otro bloque denominado  $B$  volvemos a adquirir con el ADC y procesar el bloque anterior, repitiendo este proceso en un bucle infinito hasta el detenimiento del programa. Esto garantiza que no se sature la memoria RAM del sistema y el ahorro de tiempos de procesamiento.

### 6.2.1. ADC

El módulo ADC es un convertidor analógico a digital con canales de 12 bits (ADC). Los circuitos analógicos de este convertidor, referidos como el núcleo, incluyen los multiplexores analógicos "front-end"(MUXs), circuitos de muestreo y retención (S/H), el núcleo de conversión, reguladores de voltaje y otros circuitos analógicos de apoyo. El módulo ADC tiene 16 canales, configurables como dos módulos independientes de 8 canales.

En la función con el mismo nombre se reinicia y configura el convertidor analógico digital: se establece el modo de muestreo, frecuencia de muestreo, interrupciones, fuente del inicio de conversión y el número de conversiones. El reset del ADC tiene una latencia de dos ciclos de reloj. Por ejemplo, si el reloj del ADC (ADCCLK) es 12.5 MHz y el reloj del sistema (sysclkout) es 150 MHz, deben pasar 24 pulsos del sysclkout para tener dos pulsos de ADCCLK.

### 6.2.2. Procesamiento

La señal adquirida en el ADC es almacenada en 2 matrices correspondientes a los bloques de programación "ping-pong",  $Adc\_buf\_A$  y  $Adc\_buf\_B$ , compuestas de 4 filas representando cada una de las etapas de amplificación, por  $N$  columnas correspondientes al número de muestras de la ventana, en este caso de 2 veces la duración de la señal transmitida.

Los arreglos flotantes de las señales adquiridas son convertidos utilizando la regla de tres (ecuación 6.1), con la nueva ecuación (6.2):

$$x(t) = \frac{(x_q(t) \cdot 2.2)}{4095} - 1.1 \quad (6.2)$$

Posteriormente es necesario eliminar el nivel de DC con el que se cuenta, para ello se obtiene el promedio de las muestras y se resta a cada una de ellas. Una vez eliminado el DC se calculan las potencias de las señales recibidas, estas potencias obtenidas son ingresadas a la función que procesa el algoritmo de la curva de SQNR denominada *SQNRB.c*; los valores resultantes son comparados con el fin de conseguir la mejor SQNR y así formar la señal  $z(k)$  acorde a la etapa elegida con el algoritmo.

Después de los procedimientos anteriores, se efectúan las dos demodulaciones por seno y con coseno para formar las dos ramas que desarrollarán las normalizaciones y correlaciones. A diferencia de la programación en MATLAB, en el lenguaje C de CCSv5 se hace uso de varios ciclos (*for*) para recorrer los vectores de señales muestra a muestra. Se continúa entonces con el diagrama a bloques del capítulo anterior, el flujo apunta a convolucionar con un filtro de coseno alzado, decimación, convolución con FBI y la elevación al cuadrado; por el otro lado del flujo del diagrama, la señal decimada es elevada al cuadrado y convolucionada con el filtro de unos. Cabe destacar que los filtros son datos precargados como constantes flotantes que fueron calculados previamente en MATLAB, sin embargo las convoluciones son funciones que hacen los cálculos en tiempo real por lo que conllevan unos microsegundos más que los otros procesos.

Al final mediante la consola del programa CCSv5 con *breakpoints*, es posible observar los procesos paso a paso y graficar los algoritmos de interés del sistema. El objetivo es visualizar la correlación correctamente normalizada y así determinar el retardo real. Con la programación ping-pong es esencial llevar un conteo del número de ventana o muestreo en el que se encuentra la señal, esto permite que se conozca el tiempo (retardo) estimado mediante el acople del total de muestras de los bloques de señal recibidos.

## Capítulo 7

# Resultados de operación y conclusiones

---

Después de múltiples simulaciones de la señal codificada a través de las etapas de amplificación, su procesamiento en simulaciones y normalización, el sistema fue puesto a prueba en dos medios (aire y agua), por medio de un transductor de 40 kHz en el caso del aire y el transductor caracterizado en el caso del agua. Se llevaron a cabo pruebas con el transductor de 40 kHz debido a la facilidad de experimentación en este medio, así si todo resultaba como lo esperado, las pruebas en el medio acuático con el transductor de 200 kHz serían más consistentes en un menor tiempo.

En los resultados de aire la programación efectuada en el DSP y su tarjeta electrónica funcionaron de forma adecuada para un máximo de distancia de 8.0 m, las pruebas se realizaron en el laboratorio de la sección de Comunicaciones del CINVESTAV.



FIGURA 7.1: Pruebas con transductor 40 kHz

La prueba realizada en aire consistió en variar la distancia existente entre el transductor y una superficie (pantalla); la distancia real fue calculada con un flexómetro, de 30 cm hasta

8.0 m (figura 7.1) se tomaron las medidas. El prototipo en funciones está programado para conmutar entre transmisión y recepción, empleando los algoritmos diseñados previamente en simulaciones. Es así como en la consola del CCSv5, se muestran los valores que se van refrescando en tiempo real de la variable denominada DISTANCIA, que como su nombre indica, contiene los datos del cálculo de la distancia correspondiente al pico o valor máximo de correlación en un determinado número de muestra.

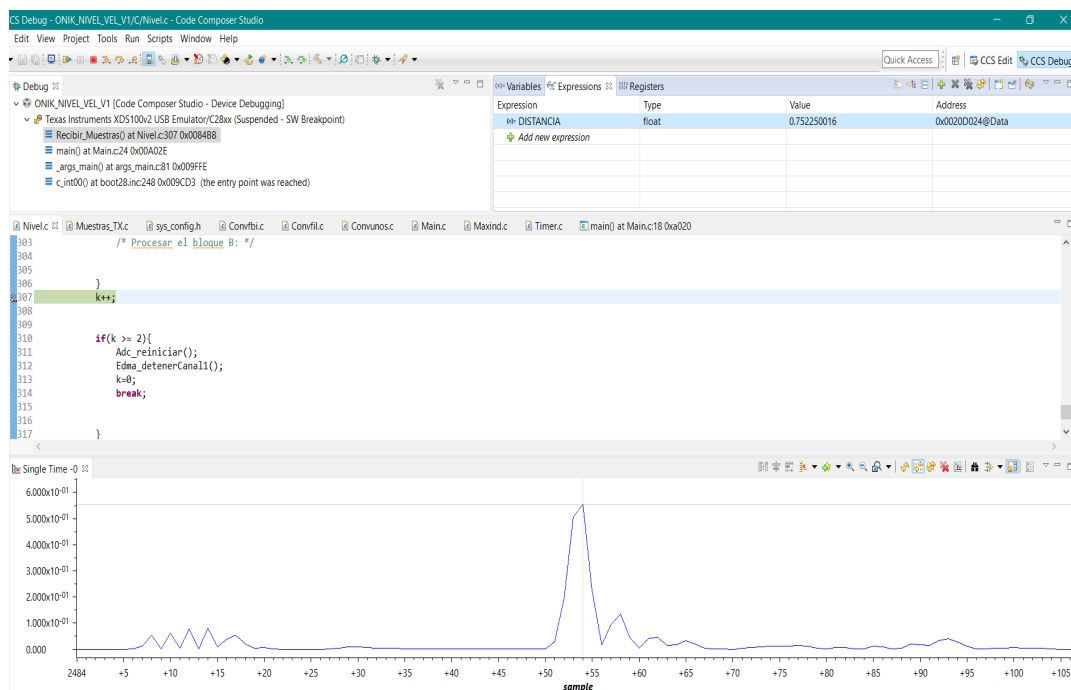


FIGURA 7.2: Interfaz con una distancia a objeto de 0.75 cm (40 kHz)

En la figura anterior (7.2) se aprecia que después de que se ha decimado la señal a procesar, se obtienen 108 muestras por ventana; esto es suficiente para determinar por medio de algoritmo y con un umbral de decisión comprobado arriba de 0.4 V, que se cuenta con la correlación del rebote necesario para establecer correctamente la distancia, en este caso del transductor de aire.

La prueba definitiva a realizar en medio subacuático fue llevada a cabo en dos fases. La primera fase o etapa consistió en la calibración del algoritmo a una distancia conocida en un medio estable; para esto se empleó un tubo sellado del diámetro del transductor y de largo de 1.45 m. La ventaja de este cilindro lleno de agua dulce, es que el ruido en el sistema es extremadamente bajo por que no existen obstrucciones ni movimientos en el agua. Con esto se colocaron dos transductores uno en cada extremo del tubo, configurados en el DSP a una frecuencia de 200 kHz, 5 Vpp de salida y una frecuencia de muestreo de 2 MHz. La señal de rebote captada por el ADC es idónea para la determinación de la distancia, se encuentra muy reconocible y sin ruido.

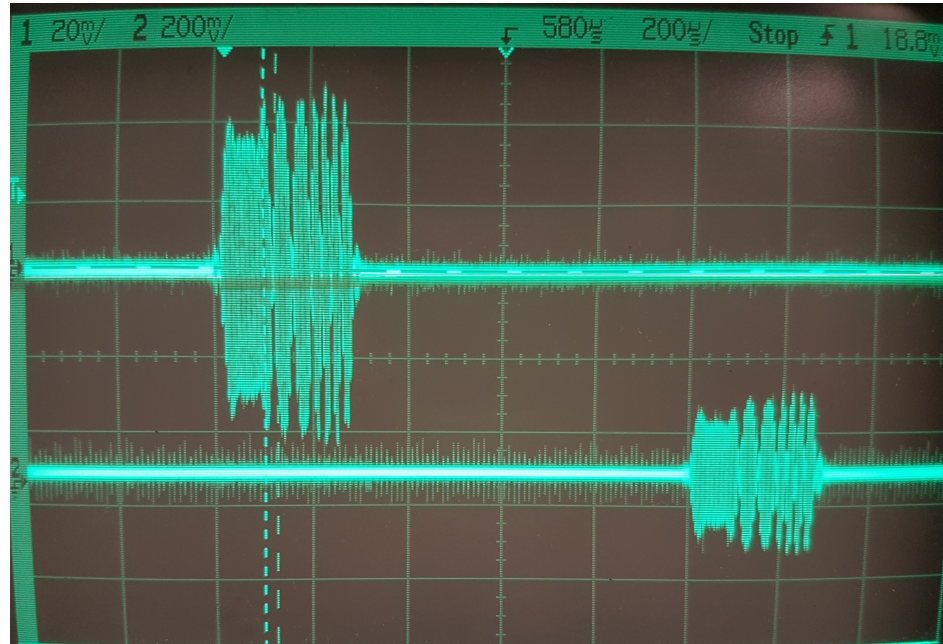


FIGURA 7.3: Señal transmitida y recibida

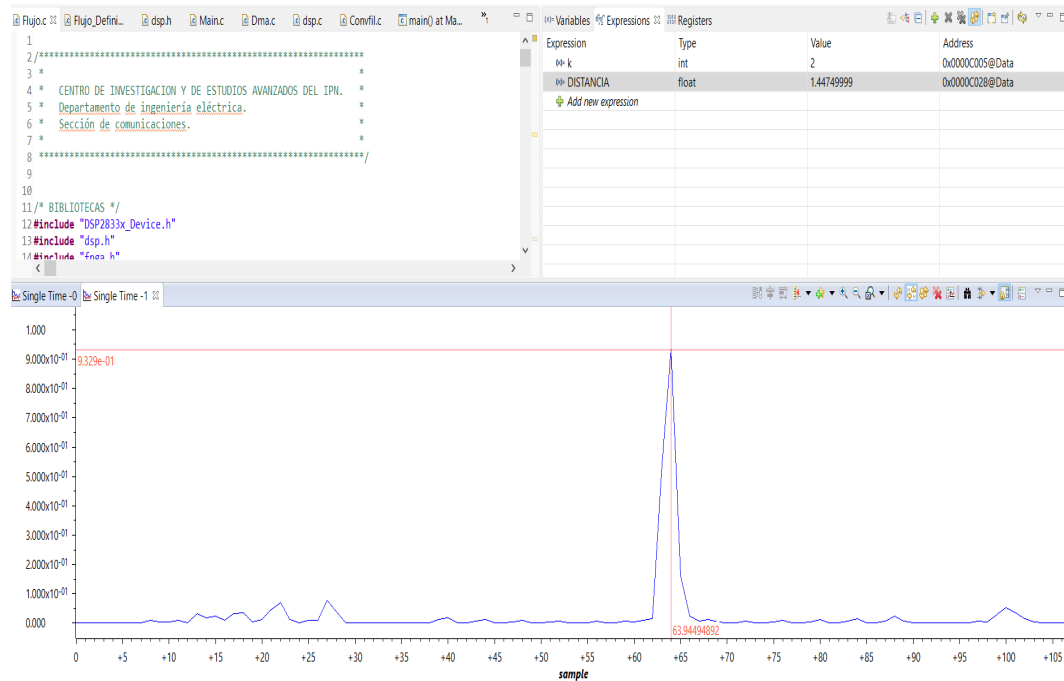


FIGURA 7.4: Interfaz de la prueba en tubo lleno de agua (1.45 m)

La interfaz gráfica de esta prueba arroja resultados favorables, con una constante de 1.447 en la variable de *DISTANCIA*, demuestra que para un uso continuo y permanente en este cilindro el cálculo de la distancia entre los extremos es bastante precisa con un error de 0.003 m. Con esta calibración que se hace de acuerdo al índice de la ventana con su número de muestras consecutivo menos el número de muestras de los filtros



( $Sample_{total} = Sample_{ventana} - Sample_{filtros}$ ), esta corrección define las muestras correctas para la correlación calculada. Se puede decir que los resultados del experimento para esta longitud "pequeña" hacen posible continuar las pruebas pero en un medio acuático con mayor volumen como lo es una alberca.

Posteriormente a estas pruebas, se procedió a realizar la experimentación del sistema electrónico en la alberca del Club Naval de la Secretaría de Marina, la cual consta de las siguientes medidas: 12.5 m de ancho y 25 m de largo. Las pruebas efectuadas fueron tres; una prueba para determinar la distancia de la capa superficial del agua al fondo, la segunda prueba con el fin de medir el ancho de la alberca y una última prueba que se realizó para medir la distancia al extremo opuesto del largo de la alberca (figura 7.5). La temperatura del agua sensada en todo momento fue de 30 ° C.



FIGURA 7.5: Alberca Club Naval Secretaría de Marina

En la determinación del fondo de la alberca, las pruebas fueron satisfactorias, los transductores fueron variando su distancia al fondo de forma paulatina 7.6, es decir, alejando y acercando su distancia relativa al suelo de la alberca. De ello se determinó que a estas distancias cortas el tiempo de respuesta para entregar la medición es de menos de 0.5 ms. La distancia del transductor al fondo de la alberca se varió de 0.8 m hasta 1.6 m, límite superior de fondo y el límite inferior debido a la zona ciega de propagación de señal.



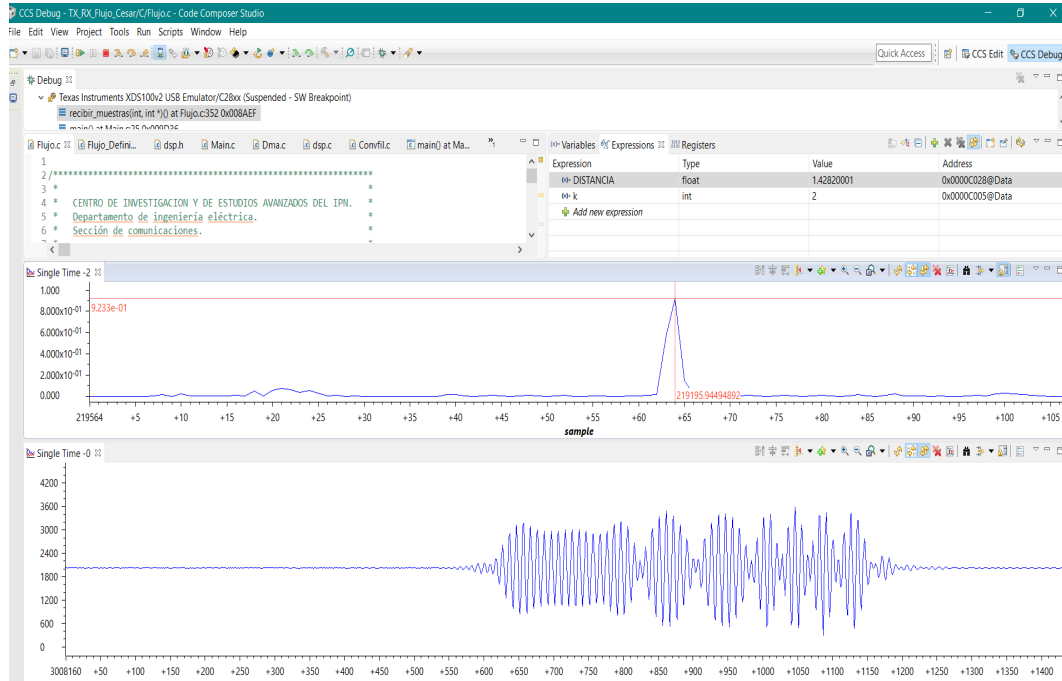


FIGURA 7.6: Interfaz de la prueba fondo de la alberca (variando distancia)

Continuando con los experimentos de medición, ahora se apuntaron los transductores de extremo a extremo del ancho de la alberca (12.5 m), procurando que la línea de vista fuese lo más directivo posible a la otra pared, con el propósito de obtener el mejor rebote de señal. La figura 7.7 muestra el uso de dos transductores, esto fue necesario para las pruebas con el fin de reducir la zona ciega interferente para la medición en distancias cortas, con el empleo de los dos transductores no es necesario el uso de un multiplexor para conmutar entre la transmisión y recepción.



FIGURA 7.7: Transductores orientados para medir el ancho de la alberca

La gráfica obtenida (figura 7.8) de la correlación del sistema, muestra a detalle que para una distancia mayor la correlación normalizada tiende a disminuir, pero conservado la forma del pico y con lóbulos de menor amplitud que el principal. La distancia que muestra

el algoritmo es de 10.0699 m, ya que se separó el transductor de la pared desde donde transmitía una distancia de 2.5 m por los bordes. Así la diferencia que existe entre la distancia calculada y la distancia real es de 0.06 m. Una diferencia bastante aceptable para fines de navegación a grandes escalas y a velocidades bajas de los AUV de alrededor de 3 nds.

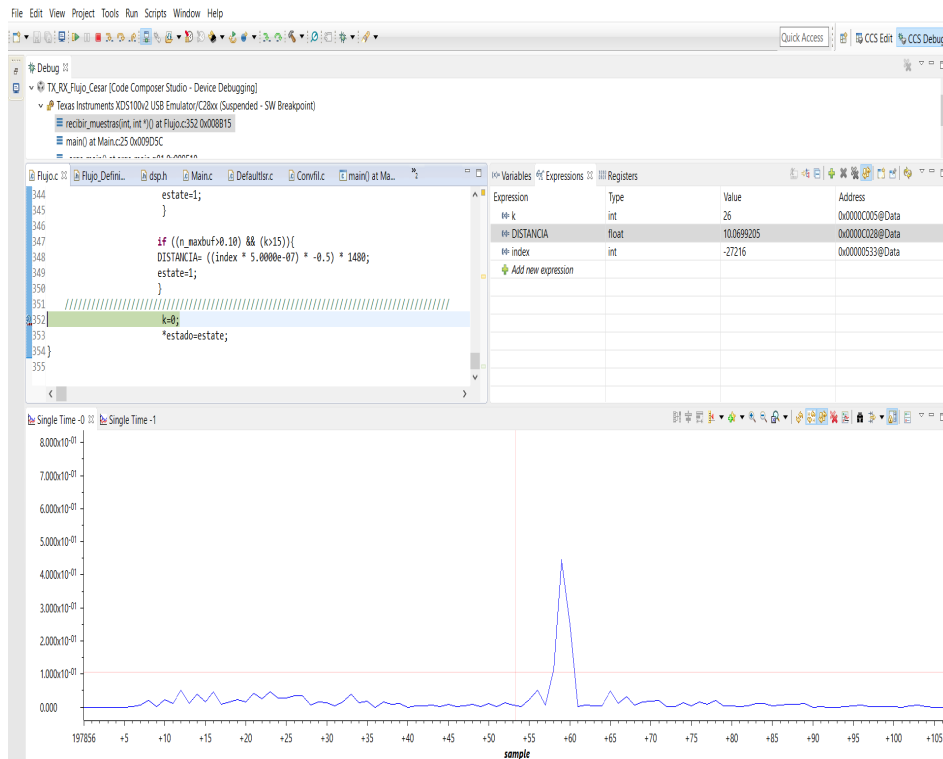


FIGURA 7.8: Interfaz de la prueba ancho de la alberca (10 m)

Para finalizar la puesta en práctica de la teoría y el sistema desarrollado, se dirigió el transductor a la pared extrema del largo de la alberca, esto con el fin de medir el máximo posible de 25 m. El transductor fue colocado en una base en el fondo de la alberca, libre de obstrucciones y como se mencionó el agua a una temperatura de 30 ° C.

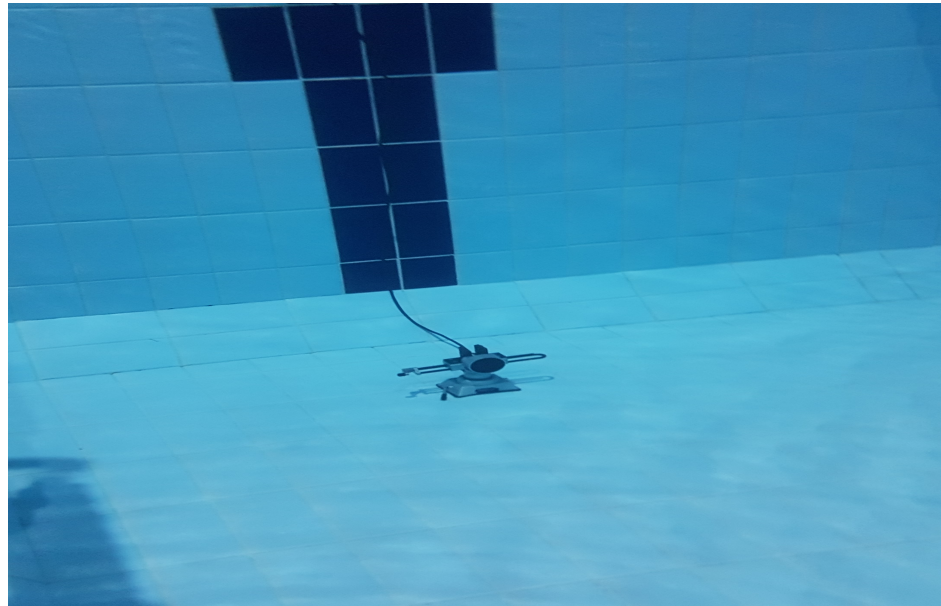


FIGURA 7.9: Transductores orientados para medir el largo de la alberca

En los resultados de medición de la figura 7.10, se observa que la distancia que despliega la interfaz del Code Composer Studio es igual a 24.89 m, haciendo el cálculo de error en estimación da como resultante que la diferencia entre la medida real es de 0.11 m. Esta cálculo de distancia sigue siendo óptimo, ya que para los propósitos de este trabajo las variaciones en distancias del orden de milímetros son muy aceptables, ya que su escalamiento futuro está pensado para profundidades y espacios de cientos de metros.

Con todo lo anterior es posible determinar que el sistema de batimetría mostró resultados idóneos, las distancias reflejadas por la interfaz gráfica de la consola son en tiempo real y sus valores corresponden a las aproximaciones de las distancias reales tomando en cuenta que existen variaciones por pérdidas en la transmisión y del canal acústico.

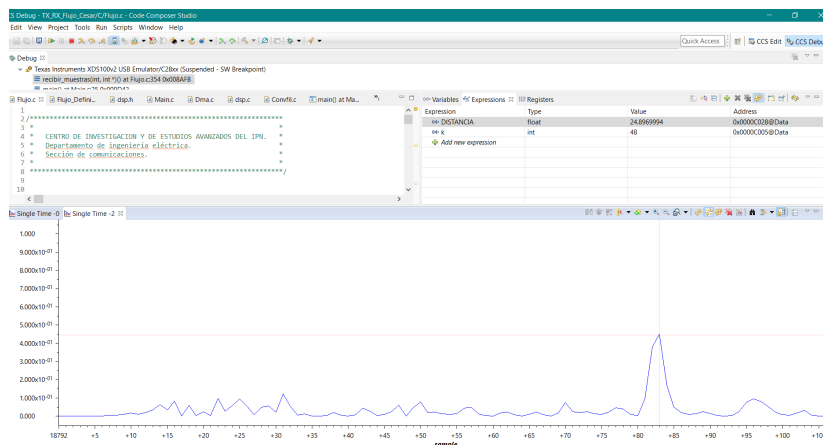


FIGURA 7.10: Interfaz de la prueba largo de la alberca (25 m)

## 7.1. Conclusiones

En este trabajo de tesis se abordó el problema de la determinación de distancia en el medio subacuático mediante un sensor ultrasónico. Para la resolución del problema se tomó en cuenta la teoría de la propagación del sonido en el agua, de esta teoría se derivó que era necesario el diseño y creación de una tarjeta transmisora-receptora eficiente y de bajo costo.

Del diseño de la tarjeta se desarrolló un transmisor con alta ganancia y con acoplamiento de impedancia para la máxima transferencia de potencia. A su vez se desarrolló un módulo receptor con cuatro etapas de amplificación y bajo nivel de ruido, con canales para adquisición al ADC.

En simulación se implementaron estrategias de codificación, filtraje y selección de mejor SQNR, determinando así la mejor señal  $z(k)$  a correlacionar. También se simularon algoritmos para demodular, efectuar una óptima correlación cruzada y normalizar la señal resultante a 1, con el fin de obtener un dato constante que permitiera determinar la distancia correcta a una superficie.

En la implementación de tiempo real se configuró y programó el DSP para reproducir todo lo desarrollado en simulaciones, mediante interfaz gráfica se compararon las simulaciones de Matlab con las obtenidas de la implementación en el hidrófono. La respuesta mostrada en la consola del CCSv5 contiene datos muy cercanos a los simulados. Existieron problemas para reducir el tiempo del procesamiento, al final fueron solventados por medio de rutinas y optimizaciones en la configuración del DSP. Se concluye que la distancia calculada por el algoritmo es muy aproximada a la real, sin embargo las atenuaciones del medio subacuático en agua dulce están presentes sin ocasionar grandes pérdidas de transmisión, de los resultados obtenidos a varias distancias conocidas como el largo y el ancho de la alberca, la distancia es muy precisa con una resolución del orden de milímetros.

## 7.2. Trabajo futuro

- Realizar las pruebas de batimetría en mar abierto.
- Implementar una interfaz gráfica más amigable para el usuario.
- Hacer que el cálculo de la distancia pueda estar completamente embebido en un vehículo.
- Implementar el guardado de la información adquirida.
- Dotar el sistema de una fuente de alimentación autónoma (baterías)
- Mejorar el diseño para que sea más versátil.

# Bibliografía

- [1] Hagen Per E., Storkersen Nils y N.Vestgard. «The HUGIN 1000 Autonomous Underwater Vehicle for Military Applications». En: *Oceans 2003* Vol. 2 (2003), (pp. 1141-1145) IEEE.
- [2] Paull Liam, Saeedi Sajad y Seto Mae. «AUV Navigation and Localization: A Review». En: *Journal of Oceanic Engineering* Vol. 39 (2014), (pp. 131-149) IEEE.
- [3] Alvarado J. Miguel. «Tecnología subacuática para protección y aprovechamiento de los intereses marítimos nacionales». En: *CESNAV* Vol. 44/17 (2017), (pp. 1-23).
- [4] Centro de Estudios Superiores Navales. *Poder Marítimo Mexicano*. México D.F., (2003).
- [5] Academia de Ingeniería de México A.C. «Intereses Marítimos de México-Integración para su desarrollo». En: *Desarrollo Integral Sostenible del Sector Marítimo*. AIM A.C, (2011).
- [6] Dallanegra P. Luis. «Talasopolítica: El aislacionismo marítimo de América Latina». En: *Talasopolítica en América Latina: Situación histórica, oportunidades y perspectivas* (2013), (pp. 1-2).
- [7] Plan Nacional de Desarrollo 2013-2018. *PND*. México DF: Poder Ejecutivo Federal, (2013).
- [8] Programa Sectorial de Marina 2013-2018. *PSM*. México DF: Secretaría de Marina-Armada de México, (2013).
- [9] Ley Orgánica de la Armada de México. *LOAM*. México DF: Cámara de Diputados H. Congreso de la Unión, (2012).
- [10] Secretaría de Marina. *SEMAR: VISIÓN*. URL: [www.gob.mx/semar/que-hacemos](http://www.gob.mx/semar/que-hacemos).
- [11] Heckman B. Don y Abott C. Robert. «AN ACOUSTIC NAVIGATION TECHNIQUE». En: *Oceans 1973* (1973), (pp. 591-595) IEEE.
- [12] Beckman R. y Martinez A. «AUV Positioning Using Bathymetry Matching». En: *Oceans 2000* (2000), (pp. 2123-2127) IEEE.
- [13] Norman C. Polmar. *Submarine: Naval Vessel*. URL: <https://www.britannica.com/technology/submarine-naval-vessel>.
- [14] Lisandro Pardo. *Turtle: El primer submarino de guerra, hecho de madera*. URL: <https://www.neoteo.com/el-primer-submarino-de-guerra-hecho-de-madera/>.
- [15] W.E. Nodland. «A General Description of the Self-Propelled Underwater Research Vehicle». En: *APL-UW 6814* (1968), Applied Physics Laboratory, University of Washington.
- [16] R. Blidberg. *Institute of Marine Technology Problems: SKAT Vehicles*. URL: [http://www.wtec.org/loyola/subseafe/c2\\_imtp.htm](http://www.wtec.org/loyola/subseafe/c2_imtp.htm).

- [17] Blidberg Richard D. «The Development of Autonomous Underwater Vehicles». En: *Autonomous Undersea Systems Institute* (2010), (pp. 1-12).
- [18] Venkatesan Sathyaram. «AUV FOR SEARCH & RESCUE AT SEA – AN INNOVATIVE APPROACH». En: *B Tech Electronics Communication Engineering* (2016), (pp. 1-2) IEEE.
- [19] OMI (Organización Marítima Internacional. *Convenio internacional para la seguridad de la vida humana en el mar, 1974 (Convenio SOLAS)*. URL: [http://www.imo.org/es/about/conventions/listofconventions/paginas/international-convention-for-the-safety-of-life-at-sea-\(solas\)-1974.aspx](http://www.imo.org/es/about/conventions/listofconventions/paginas/international-convention-for-the-safety-of-life-at-sea-(solas)-1974.aspx).
- [20] Haddock Steven y Moline Mark. «AUV Surveys of Bioluminescence and Coastal Processes in the Monterey Bay». En: *Oceans 2003* (2003), (pp. 731-732) IEEE.
- [21] KONGSBERG. *Autonomous Underwater Vehicle, REMUS 100*. URL: <https://www.kongsberg.com/ks/web/nokbg0240.nsf/AllWeb/D241A2C835DF40B0C12574AB003EA6AB?OpenDocument>.
- [22] General Dynamics. *Bluefin-21 Unmanned Underwater Vehicle (UUV)*. URL: <https://gdmissionsystems.com/en/products/underwater-vehicles/bluefin-21-autonomous-underwater-vehicle>.
- [23] ECA Group. *A9-E / AUV / AUTONOMOUS UNDERWATER VEHICLE*. URL: <https://www.ecagroup.com/en/solutions/a9-e-auv-autonomous-underwater-vehicle>.
- [24] KONGSBERG. *Autonomous Underwater Vehicle, HUGIN*. URL: <https://www.kongsberg.com/ks/web/nokbg0240.nsf/AllWeb/B3F87A63D8E419E5C1256A68004E946C?OpenDocument>.
- [25] Brekhovskikh L.M. y Lysanov Yu.P. *Fundamentals of Ocean Acoustics*. 3.<sup>a</sup> ed. Springer, 2003.
- [26] Lawrence E. Kinsler, Austin R. Frey y Alan B. Coppens. *Fundamentals of Acoustics*. 4.<sup>a</sup> ed. John Wiley & Sons, 2000.
- [27] National Physical Laboratory. *Technical Guides: Speed of Sound in Sea-Water*. URL: [www.comm-tec.com/Library/Technical\\_Papers/speedsw.pdf](http://www.comm-tec.com/Library/Technical_Papers/speedsw.pdf).
- [28] Domingo María del Carmen. «Overview of Channel Models for Underwater Wireless Communication Networks». En: *Physical Communication* Vol. 1 (2008), (pp. 163-182).
- [29] Etter Paul C. *Underwater Acoustic Modeling and Simulation*. 3.<sup>a</sup> ed. Taylor & Francis, 2003.
- [30] Urick Robert J. *Principles of Underwater Sound*. 3.<sup>a</sup> ed. Península, 1983.
- [31] Baggeroer Arthur B. «Acoustic Telemetry – An Overview». En: *Oceanic Engineering* Vol. 9 (1984), (pp. 229-235).IEEE.
- [32] Haines G. *Sound underwater*. 1.<sup>a</sup> ed. Crane Russak, 1974.
- [33] R. Christ y R. Wernli. *The ROV Manual: A User Guide for Remotely Operated Vehicles*. 1.<sup>a</sup> ed. MA: Butterworth-Heinemann, 2007.
- [34] AIRMAR. *SS510 SMART SENSOR*. URL: [http://airmartechonology.com/Uploads/NavSurv/NS\\_SS510%20Smart.pdf](http://airmartechonology.com/Uploads/NavSurv/NS_SS510%20Smart.pdf).
- [35] ONIK. *Manual de Usuario para la Tarjeta de Aprendizaje TAdsp28335 v1.1*. Zapopan, Jal.: ONIK Sistemas de Electrónica Integral S.A. de C.V., (2013).

- 
- [36] Peter Händel. «Properties of the IEEE-STD-1057 Four-Parameter Sine Wave Fit Algorithm». En: *IEEE* Vol. 49 (2000), (pp. 1189-1193).
- [37] Dumbrava Vytautas Svilainis Linas. «Optimization of the ultrasonic excitation stage». En: *Int. Conf. on Information Technology Interfaces* Vol. 1 (2008), (pp. 791-796).
- [38] Huang Haiying y Daniel Paramo. «Broadband Electrical Impedance Matching for Piezoelectric Ultrasound Transducers». En: *IEEE* Vol. 58 (2011), (pp. 2699-2705).
- [39] John G. Proakis y Dimitris G. Manolakis. *Tratamiento digital de señales*. 3.<sup>a</sup> ed. PRENTICE HALL, 1998.
- [40] Ma. Carmen Pérez Rubio. «Generación y correlación eficiente de códigos binarios derivados de conjuntos de secuencias complementarias para sistemas ultrasónicos». Tesis. Universidad de Alcalá (Depto. Electrónica), 2009.
- [41] Aldo G. Orozco Lugo, Giselle M. Galván Tejada y Manuel M. Lara Barrón. «Estructura de control automático de ganancia cuantificado y método para su control». En: *IMPI (México)* Patente 4403219 (2009).