



CENTRO DE INVESTIGACIÓN Y DE ESTUDIOS  
AVANZADOS DEL INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

Unidad Zacatenco

Programa de  
Sistemas Autónomos de Navegación Aérea y Submarina

**“Sistema de Comunicaciones para submarinos  
autónomos empleando ultrasonido”**

TESIS

Que presenta

**JOSÉ LUIS CHÁVEZ VALERIO**

Para obtener el grado de

**MAESTRO EN CIENCIAS**

En

**Sistemas Autónomos de Navegación Aérea y Submarina**

Directores de la Tesis:

**Dr. ALDO GUSTAVO OROZCO LUGO**

**Dr. MANUEL MAURICIO LARA BARRÓN**

Ciudad de México.

Febrero, 2019



## AGRADECIMIENTOS

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) y al centro de Investigación y Estudios Avanzados del Instituto Politécnico Nacional (CINVESTAV-IPN) por financiar mis estudios de maestría. Agradezco a los integrantes del laboratorio UMI-LAFMIA, a los profesores que compartieron sus conocimientos para trabajar en este campo de de la ciencia, también a mis compañeros con los que he convivido durante estos años. Quiero agradecer a mis asesores, a los doctores Aldo Gustavo Oroszco Lugo y Manuel Mauricio Lara Barrón por haberme guiado y corregido para lograr concluir este trabajo.

A mis nuevos amigos Cesar Pérez y Valentín Bello, por compartir sus conocimientos y experiencias.

Se le agradece mucho a el Dr. Arturo Vera Hernandez y al auxiliar de investigación del laboratorio 14 de la sección de Bioelectrónica por su tiempo y apoyo al realizar estas mediciones.

Finalmente le agradezco a mi familia por apoyarme en cada momento en mi vida. Siempre estan ahi presentes.

## RESUMEN

La cantidad de aplicaciones de los Vehículos Autónomos Submarinos (AUV) han ido en aumento y el sistema de comunicaciones con el que están equipados se ha vuelto una parte muy importante tanto para intercambiar información con la superficie, como comunicarse entre submarinos dentro de una red.

El sistema de comunicaciones que se propone en este trabajo es inalámbrico (por medio de hidrófonos), basado en ondas acústicas, por la facilidad que tienen estas de propagarse por el medio acuático [5]. Con un alcance de por lo menos 50 metros de distancia en aguas poco profundas.

El punto de partida para el diseño y construcción del hardware del sistema es el transductor que se utilizará. En este caso se ocupará el BII-7000 el cual es un transductor omnidireccional con buenas características de bajo nivel de ruido. Se realizaron algunos experimentos para encontrar la frecuencia de operación óptima para diseñar los circuitos del transmisor.

En el transmisor tendremos una trama de datos constituida por dos campos. El primero campo es de control, el cual nos ayudara para la parte de sincronización, y luego un campo de datos de carga útil. Esta información será modulada para su transmisión por el canal acústico.

En el caso del receptor se utilizaron etapas de amplificación con un Control de Ganancias Automático (AGC Automatic Gain Control) de ganancias fijas y por medio de la relación señal a ruido de cuantización (SQNR) elegir la óptima [6]. Después por medio del campo de control y el algoritmo de correlación se realizó la sincronización y así recuperar los datos recibidos.

Para el software, todo el código relacionado al procesamiento digital de las señales tanto transmitidas como recibidas se realizaron en la tarjeta de aprendizaje TAdsp28335.

Por último se mandaron a fabricar tarjetas finales, las cuales están constituidas con los diseños probados del transmisor, receptor, el DSP28335, así como un circuito de conmutación para hacer el cambio de transmisión a recepción y viceversa.

## ABSTRACT

The number of applications of Autonomous Submarine Vehicles (AUV) have been increasing and the communications system with which they are equipped has become a very important part both to exchange information with the surface, and communicate between submarines within a network.

The communication system proposed in this paper is wireless (by means of hydrophones), based on acoustic waves, because of the ease with which they propagate through the aquatic environment cite lloret2012underwater. With a range of at least 50 meters away in shallow water.

The starting point for the design and construction of the system hardware is the transducer that will be used. In this case, the BII-7000 will be used, which is an omnidirectional transducer with good low noise characteristics. Some experiments were conducted to find the optimal operating frequency to design the transmitter circuits.

In the transmitter we will have a data frame consisting of two fields. The first field is control, which will help us for the synchronization part, and then a payload data field. This information will be modulated for its transmission through the acoustic channel.

In the case of the receiver, amplification stages were used with an Automatic Gain Control (AGC Automatic Gain Control) of fixed gains and by means of the quantization signal-to-noise ratio (SQNR) to choose the optimum cite AGC. Then, through the control field and the correlation algorithm, the synchronization was carried out to recover the received data.

For the software, all the code related to the digital processing of the signals both transmitted and received were made in the learning card TAdsp28335.

Finally they were sent to manufacture final cards, which are constituted with the proven designs of the transmitter, receiver, the DSP28335, as well as a switching circuit to make the change from transmission to reception and vice versa.



# ÍNDICE

<b>AGRADECIMIENTOS</b>	<b>III</b>
<b>RESUMEN</b>	<b>IV</b>
<b>ABSTRACT</b>	<b>V</b>
<b>ÍNDICE</b>	<b>VII</b>
<b>1. INTRODUCCIÓN</b>	<b>1</b>
1.1. Planteamiento del Problema . . . . .	2
1.2. Objetivos . . . . .	3
1.3. Metodología . . . . .	4
1.3.1. Comparación de impedancias y admitancias del transductor obtenidas con el experimento realizado y las obtenidas con el analizador de pre- cisión de impedancias Agilent 4294A. . . . .	4
1.3.2. Diseño y simulación de los circuitos del transmisor y receptor. . . . .	4
1.3.3. Software del Sistema de comunicaciones. . . . .	5
1.4. Estado del Arte . . . . .	5
<b>2. Diseño y Construcción del Hardware del sistema de comunicaciones</b>	<b>9</b>
2.1. Transmisor . . . . .	10
2.1.1. Caracterización del Transductor . . . . .	13
2.1.2. Cálculo de Impedancia y Admitancia . . . . .	16

2.1.3. Cálculo de los componentes del modelo del circuito equivalente del transductor . . . . .	18
2.2. Comparación de las curvas de admitancia e impedancia (curvas obtenidas del experimento, modelo [3] y Agilent 4294A Precision Impedance Analyzer) . .	22
2.3. Receptor . . . . .	31
2.3.1. Tarjetas Finales . . . . .	35
2.3.2. Resultados adicionales . . . . .	37
<b>3. Simulación del Sistema de Comunicaciones</b>	<b>41</b>
3.1. Transmisor . . . . .	42
3.1.1. Estructura de los datos. . . . .	42
3.2. Canal de comunicaciones . . . . .	48
3.3. Receptor . . . . .	49
3.3.1. Control de Ganancias Automático (AGC) . . . . .	50
3.3.2. Demodulación . . . . .	56
3.3.3. Decimación . . . . .	61
3.3.4. Sincronización . . . . .	62
<b>4. Estructura y programación del firmware del sistema</b>	<b>69</b>
4.1. Implementación del Transmisor . . . . .	69
4.1.1. Trama de Datos (mensaje) . . . . .	70
4.1.2. Filtro SRRC . . . . .	70
4.1.3. Modulación . . . . .	76
4.1.4. Transmisión de la señal . . . . .	76
4.2. Implementación del receptor . . . . .	77
<b>5. Pruebas de Operación y Resultados</b>	<b>85</b>
<b>6. CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO</b>	<b>93</b>
6.0.1. Trabajo Futuro . . . . .	94



# CAPÍTULO 1

## INTRODUCCIÓN

En la actualidad, el uso de vehículos no tripulados ha ido en incremento, y también la cantidad de tareas que pueden hacer de manera simultanea. Esto significa que la cantidad de datos que van adquiriendo por cada tarea que realizan cada vez es mayor. Por tal motivo las comunicaciones en estos vehículos es crucial.

Existen tres tipos diferentes de vehículos no tripulados: vehículos terrestres no tripulados (UGV, por sus siglas en inglés), vehículos aéreos no tripulados (UAV, por sus siglas en inglés) y vehículos submarinos no tripulados (UUV, por sus siglas en inglés).

La tecnología de vehículos no tripulados se ve fuertemente ligada a la necesidad de implementar una comunicación inalámbrica. Para el caso de vehículos aéreos y terrestres la comunicación inalámbrica puede realizarse por medio de propagación de ondas electromagnéticas o también conocida como propagación de radiofrecuencia. Las ondas electromagnéticas se propagan a través de cualquier material dieléctrico, incluyendo el aire; sin embargo, no se propagan bien a través de conductores con pérdidas, como es el caso del agua de mar, debido a que los campos eléctricos hacen que fluyan corrientes en el material, lo cual disipa con rapidez la energía de las ondas [5]. En el caso de vehículos submarinos el tipo de propagación debe de ser diferente, una propagación de ondas electromagnéticas en el medio acuático no es recomendable dado que este tipo de ondas sufren de una alta atenuación en una distancia muy pequeña, aproximadamente del orden de un decibel por metro para una frecuencia de

30 kHz, mientras que una onda acústica a esa misma frecuencia, presenta una atenuación del orden de un decibel por kilómetro [5]. Es por ello que para enfrentar este problema en torno a la comunicación inalámbrica se propone como alternativa la utilización de ondas acústicas, las cuales cuentan con propiedades que favorecen una mejor propagación en el medio acuático. Para realizar la comunicación inalámbrica en el agua se utilizarán un transmisor y un receptor acuáticos. En este caso utilizaremos hidrófonos, los cuales son transductores electroacústicos que pueden ser utilizados ampliamente en el medio acuático.

## 1.1. Planteamiento del Problema

Hoy en día, en algunas de las misiones que se realizan bajo el agua con vehículos UUV (Vehículos submarinos no tripulados - Unmanned Underwater Vehicles) y ROV (Vehículos submarinos remotamente operados - Remotely-operated Underwater Vehicles) se adquieren datos de los sensores con lo que cuentan y se guardan en las memorias internas de los vehículos para su futuro análisis. Sin embargo, para adquirir los datos los vehículos son abandonados en el fondo del mar por largos periodos de tiempo y después traídos de vuelta a la superficie para extraer los información [1]. El problema que se tiene con esta forma de adquisición de datos es que no se pueden prevenir errores ya sean humanos, de software y/o Hardware. Además de que está limitado a la capacidad de la memoria interna del vehículo y lo tardado que pueden ser estas misiones. Otros vehículos cuentan con cables para comunicarse a la superficie. El problema que se presenta esta vez es la limitada movilidad, es decir, distancias no muy largas.

Con las problemáticas ya mencionadas, en la literatura se propone una solución en la que se tenga flujo constante de datos mediante radios transmisores-receptores con hidrófonos como transductor y así conformar una red de sensores acústicos bajo el agua con comunicación a la superficie mediante un enlace que "subida". En la siguiente figura se muestra la arquitectura de red acústicas que que esta contemplando.

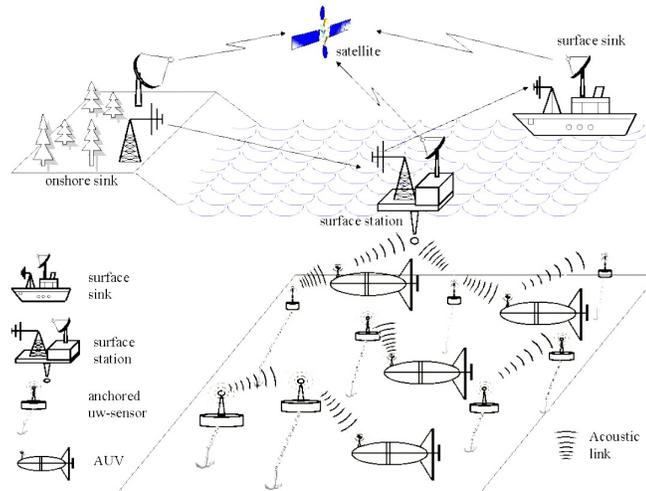


Figura 1.1: Red acústica [1].

En esta red se cuenta con dos tipos de enlaces de transmisión, "vertical" y "horizontal". Uno de estos enlaces es para comunicarse con los AUV (horizontal) y el otro es para comunicarse con la superficie (vertical). En nuestro caso tendremos solamente un vehículo que se comunicará con la estación de la superficie.

## 1.2. Objetivos

Objetivo principal.

Desarrollar un sistema de comunicaciones (transmisor-receptor) para submarinos o vehículos no tripulados que recopilen e intercambien información obtenida de sensores.

Objetivos particulares.

- Diseñar y construir la electrónica de los transmisores y receptores.
- Implementar la rutina de transmisión y recepción así como el control para la conmutación entre ellas en la tarjeta TAdsp28335.

## 1.3. Metodología

En esta sección se realizará una descripción muy breve de las etapas realizadas para la construcción del sistema de comunicaciones ultrasónico.

### 1.3.1. Comparación de impedancias y admitancias del transductor obtenidas con el experimento realizado y las obtenidas con el analizador de precisión de impedancias Agilent 4294A.

Se comenzó con la caracterización del transductor, el cual pertenece a la serie de los hidrófonos BII-7000 sin preamplificador, la cual engloba los siguientes modelos: BII-7001. BII-7002. BII-7003. BII-7004. BII-7005 [2]. La serie BII-7000 proporciona una respuesta omnidireccional dentro del rango de frecuencia de 1 Hz a 460 kHz y una profundidad de hasta 2000 m, además ofrece excelentes características acústicas de bajo nivel de ruido y durabilidad, lo que hace que los BII-7000 sean una buena opción para una amplia gama de aplicaciones oceanográficas.

La caracterización de impedancia se realizó con un circuito equivalente del transductor y un divisor de voltaje, con el objetivo de maximizar la potencia entregada al transductor. Con el propósito de saber que tan buenos fueron los resultados del experimento anterior, se realizaron mediciones de impedancia, admitancia, fases y capacitancias del transductor con ayuda del analizador de precisión de impedancias Agilent 4294A para así comparar los resultados. Esto es importante porque así podemos corroborar que el circuito de la red de acoplamiento de impedancia es correcto.

### 1.3.2. Diseño y simulación de los circuitos del transmisor y receptor.

En el diseño de estos circuitos se buscó utilizar amplificadores de bajo ruido para conservar una relación señal-ruido buena, principalmente en el receptor, donde nos interesa que la señal sea recuperable de la señal recibida, la cual se ve afectada por ruido.

En el transmisor lo que se buscó es máxima transferencia de potencia. Por tal motivo

es necesario conocer la impedancia del transductor en función de la frecuencia y así poder diseñar la red de acoplamiento adecuada a la frecuencia seleccionada.

Para realizar esta tarea se encontró el circuito equivalente del transductor y se simuló para encontrar la red de acoplamiento de impedancia que nos maximizara la potencia en la frecuencia deseada.

### 1.3.3. Software del Sistema de comunicaciones.

Para el procesamiento de la señal se utilizó la tarjeta TAdsp28335. Con este procesador se realizó todo el tratamiento requerido de la señal para poder enviar, recibir y conmutar entre transmisión y recepción.

Antes de programar en la tarjeta TAdsp28335, se realizó una simulación en Matlab del sistema completo (transmisor-receptor), con el fin de facilitar la implementación y comparar etapa por etapa cada procesamiento que se le hacía a la señal en el transmisor y receptor. En el capítulo 4 se explica que herramientas de procesamiento se utilizaron y por qué.

## 1.4. Estado del Arte

En años recientes existe una gran actividad de investigación en el desarrollo de sistemas de comunicaciones para redes acústicas submarinas. Se tiene como objetivo conocer y mitigar las limitaciones de este entorno, por ejemplo, las limitaciones en el ancho de banda, la distancia de transmisión o la latencia del canal [1] [10] [12]. Para el desarrollo de módems acústicos es necesario hacer un estudio de dichas limitantes del medio. El canal acústico submarino es muy variable y la transmisión de una señal puede cambiar de acuerdo con varios factores ambientales, como la temperatura, la presión, o la salinidad del agua. Por tal razón, es importante conocer cómo se desarrollan los modems acusticos y la distancia así como la máxima transferencia de datos que estos pueden proporcionar. En [11], se muestra de manera resumida algunos módems acústicos submarinos con sus características principales.

Existen varios tipos de redes acústicas que utilizan UUV's para observar el oceano. Al-

gunas de las aplicaciones que tienen este tipo de redes son las siguientes [11] [1]:

- Monitoreo del medio ambiente
- Prevencion de desastres
- Monitoreo sísmico.
- Monitoreo de equipamiento.
- Asistente de navegación.
- Vigilancia táctica dstribuida.
- Reconocimiento de minas.

Al igual que en los sistemas de comunicaciones terrestres, en el medio acústico se presentan los mismos fenómenos de propagación, por ejemplo, la multitrayectoria, retardos de propagación, ensanchamiento Doppler, ruido, y perdida de transmisión. La mayoría de los fenómenos son causados por las propiedades químicas del agua que con anterioridad se han mencionado, es decir, la salinidad, temperatura y densidad. Estos últimos fenómenos, son los principales factores que influyen en el diseño de sistemas de comunicaciones acústicos. Todos estos factores determinan la variabilidad espacial y temporal del canal acústico y provoca que el ancho de banda disponible en el canal acústico este limitado y que dependa fuertemente del alcance y frecuencia.

Las diferencias principales entre las redes de comunicación terrestres y las acústicas son las siguientes:

- Costos. Los sensores acuáticos son dispositivos muy costosos.
- Espaciamiento mayor. Los sensores que conforman la red acústica se encuentran a distancias mas grandes que en las redes terrestres.

- **Potencia.** La potencia que se requiere para las comunicaciones acústicas es mayor debido a la diferente tecnología que se utiliza en la capa física (ondas acústicas vs. ondas RF). Entre mayor es la distancia, las técnicas de procesamiento en el receptor son más complejas para compensar los efectos del canal.



# CAPÍTULO 2

## Diseño y Construcción del Hardware del sistema de comunicaciones

En este capítulo se abarcara el diseño y construcción del transmisor y receptor. Se discutirán los prototipos desarrollados así como las pruebas que se realizaron, y así hacer modificaciones del diseño si son necesarias.

El diseño y construcción de estos prototipos se hizo de manera separada debido a las pruebas que se requería hacer de transmisión, de máxima transferencia de potencia, de distancia, recepción etc. Sin embargo tanto el transmisor como el receptor al final compartieron la misma tarjeta en la que un MUX conmuta entre ellos, en otras palabras, conmuta entre transmisión y recepción(véase la figura 2.1).

El transmisor esta compuesto por un DSP para realizar el tratamiento de señal necesario para mandar por el medio la señal. Después, se tiene un DAC para transmitir la señal. Por último tenemos un OP-AMP con una ganancia de 10 para amplificar la señal(cuyo diseño será abordado en este capítulo). Para realizar las pruebas con los prototipos se utilizó un FPGA para hacer una conversión de datos de serie a paralelo. Este dispositivo está ubicado entre el DSP y el DACLTC1666CG.

En el caso del receptor, está constituido por un Controlador de Ganancia Automático (ACG), seguido de un ADC (que se encuentra en la tarjeta de aprendizaje), con el que se tomaron muestras de la señal recibida y finalmente se aplicó el tratamiento de señal para recuperar los símbolos transmitidos con el DSP.

En general el sistema esta constituido de la siguiente manera:

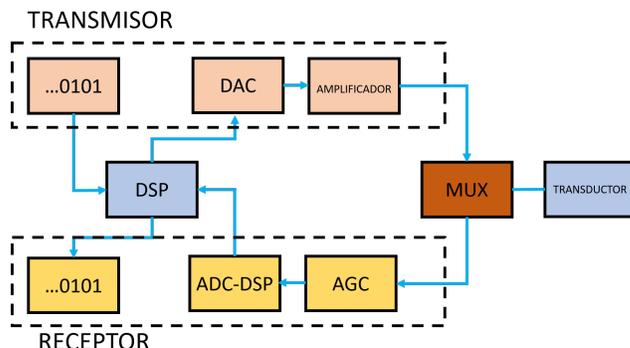


Figura 2.1: Diagrama a bloques del sistema completo.

Nótense en la figura 2.1 que el DSP y el transductor es un elemento compartido entre las dos identidades.

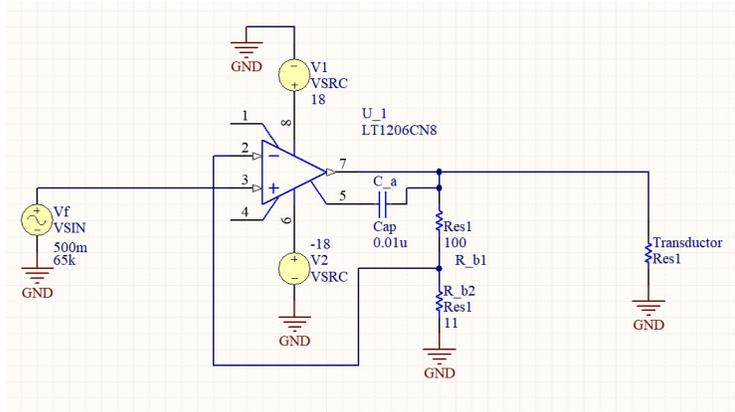
## 2.1. Transmisor

Para la comunicación inalámbrica en el agua se utilizó un transmisor y un receptor acuáticos. Estos últimos usaron transductores electroacústicos (hidrófonos) que pueden ser utilizados ampliamente en el medio acuático.

En el diseño de estos circuitos se buscó utilizar amplificadores de bajo ruido para conservar una relación señal-ruido alta, principalmente en el receptor, donde la señal nos interesa que sea recuperable de todo el ruido por la cual se ve afectada.

El circuito propuesto para el transmisor se muestra en la figura 2.2(a). El cual es un amplificador con una ganancia de 10, alimentado con  $\pm 18$  Volts y una señal senoidal con amplitud 500 mV a una frecuencia de 65kHz. se seleccionó el amplificador de la familia Linear

Technology *LT1206CN8*, por el ancho de banda que maneja de 60 MHz y su alta capacidad de disipación.



(a) Esquemático del circuito de la etapa de potencia del transmisor.

(b) Transductor

Figura 2.2: Dispositivos de transmisión

En el transmisor, el principal objetivo que se persiguió es la máxima transferencia de potencia. Por tal motivo es necesario conocer la impedancia del transductor en función de la frecuencia y así diseñar la red de acoplamiento adecuada a la frecuencia seleccionada.

El hidrófono que se utilizó pertenece a la serie de los hidrófonos BII-7000 (figura 2.2(b)) sin preamplificador, la cual engloba los siguientes modelos: BII-7001, BII-7002, BII-7003, BII-7004 y BII-7005.

La serie BII-7000 proporciona una respuesta omnidireccional dentro del rango de frecuencia de 1 Hz a 460 kHz y una profundidad de hasta 2000 m, además ofrecen excelentes características acústicas de bajo nivel de ruido y durabilidad, lo que hace que los BII-7000 sean una buena opción para una amplia gama de aplicaciones oceanográficas.

Las características de estos hidrófonos son:

- Tamaño pequeño y compacto para la detección de señales de banda ancha.

- 
- Respuesta de banda ancha, rango de frecuencia: 1 Hz a 460 kHz.
  - Haz omnidireccional para recepción y transmisión.
  - Profundidad hasta 2000 m.
  - Fácil instalación en dispositivos subacuáticos.

Algunas de las aplicaciones para los cuales son implantados son:

- Hidrófono de referencia para la calibración del transductor SONAR.
- Seguimiento de etiquetas acústicas en la pesca y los animales marinos.
- Investigación bioacústica marina.
- Eco-localación.
- Vehículos subacuáticos: AUV, UUV y ROV.

El hidrófono seleccionado dentro de esta familia fue el modelo BII-7001, con las características siguientes:

- Rango de frecuencia de operación de 1 Hz a 180 kHz.
- Cuenta con una capacitancia de 10.5 nF.
- Ancho de haz omnidireccional.
- Salida de una sola terminal.
- Profundidad de 500 m.
- Tamaño 24.5 mm.
- Peso 95 gramos.

- Temperatura de operación de -10 grados C a 60 grados C.

Para realizar la tarea de maximizar la potencia entregada al transductor es necesario conocer su curva de impedancia y así construir una red de acoplamiento a la frecuencia de 65kHz, sin embargo el fabricante no la proporciona en el sitio web donde publica las características de sus productos. Por tal motivo se tuvo que encontrar la curva de impedancia con un circuito de adquisición en el que se inyectaba un tono a distintas frecuencias y ver su respuesta en frecuencia del transductor a la salida de este (en la siguiente sección se habla a mas detalle de este circuito de adquisición).

### 2.1.1. Caracterización del Transductor

Para encontrar la curva de impedancia del transductor, el experimento del circuito de adquisición fue realizado en dos ambientes diferentes, el primero en un bote lleno de agua de 40cm de alto y el otro en un estanque del Cinvestav.

El experimento consta de lo siguiente:

Primero tenemos el circuito de adquisición (véase la figura 2.3). En la entrada del circuito tenemos un filtro pasa banda (para limitar la banda del ruido), el cual se realizaron los cálculos de sus componentes para cubrir solamente el ancho de banda deseado es decir, el ancho de banda del transductor. Para el pasa bajas tenemos que su frecuencia de corte es de 320 kHz, y el pasa altas en los 5 kHz. Después tenemos un amplificador en configuración de seguidor. Se seleccionó el *op – amp* TL081 por el gran ancho de banda que maneja (3MHz). Finalmente tenemos dos salidas las cuales tiene un divisor de voltaje para trasladar la señal a 1.65 V. La razón de hacer esto es para no dañar el ADC de la tarjeta TAdsp28335 (tiene un rango dinámico de 0 a 3,3V) que se conectó a las dos salidas (A,B) y capturó las señales obtenidas. En la salida A se recibe tal cual es transmitida desde la entrada del circuito, sin embargo en el nodo B tiene un divisor de voltaje antes, constituido por una resistencia de  $1k\Omega$  (R3) y el transductor (R4).

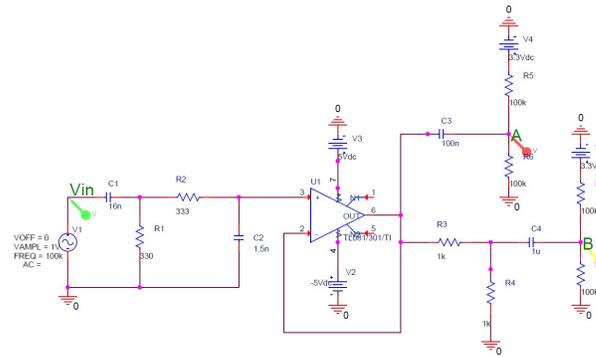


Figura 2.3: Circuito de adquisición.

La idea es inyectar una señal sinodal al circuito variando su frecuencia (el barrido de frecuencias se comenzó desde 5kHz hasta los 320kHz), y tomar capturas de los nodos A y B con el ADC de la tarjeta y visualizar las muestras con una interface en Matlab (figura 2.4).

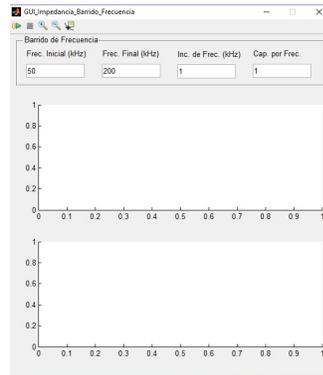


Figura 2.4: Interfaz de Matlab.

Lo que se observa es que la señal del punto A (figura 2.5(a) ) es prácticamente la señal de entrada inyectada por un generador de señales en un barrido de 5KHz a 320KHz de tipo senoidal de 1 V de amplitud. En cuanto al punto B, esta conectado con el transductor y la resistencia de  $1k\Omega$ , esta señal tendrá una amplitud y fase que irán cambiando en función de la frecuencia (vease la figura 2.5(b)).

Una vez ya teniendo las capturas se estimarán las amplitudes y fases de las señales cap-

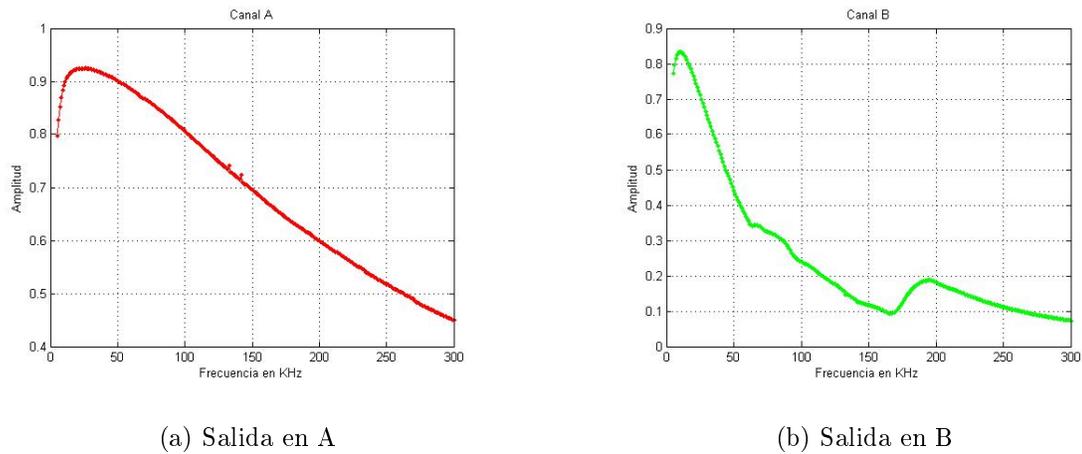


Figura 2.5: Salidas del experimento

turadas con [9]. Finalmente se encontró la función de transferencia y la impedancia del transductor (siguiente sección).



Figura 2.6: Pruebas del circuito de adquisición en el estanque.

De los dos ambientes en donde se realizó el experimento (bote y estanque), la diferencia que se vio fue que la gráfica de amplitudes del experimento en el bote mostraba variaciones más grandes en comparación a las del estanque, en la cual se veía una curva más lisa. Lo anterior se le atribuye a los rebotes que presentaba la señal en el reducido espacio del bote.

### 2.1.2. Cálculo de Impedancia y Admitancia

Conociendo las amplitudes y fases en el punto  $A$  y  $B$  del circuito de adquisición de mediciones, fue posible de obtener la admitancia que caracteriza al transductor. Se partió del principio básico del divisor de voltaje para calcular la impedancia, por ejemplo, de la figura 2.7 podemos realizar el siguiente análisis.

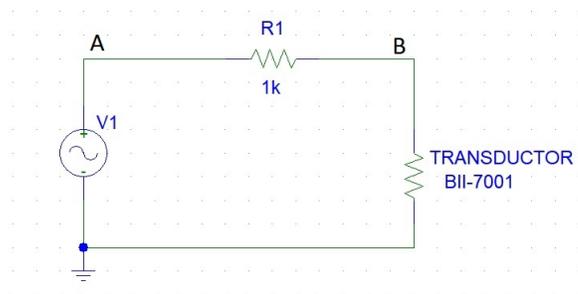


Figura 2.7: Divisor de voltaje.

Se tiene que el voltaje de salida del circuito anterior está dado por:

$$V_o = \frac{V_i Z_T}{Z_T + 1k\Omega} \quad (2.1)$$

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

$$Z_T = \frac{1k\Omega \left(\frac{V_o}{V_i}\right)}{\frac{V_o}{V_i} - 1} \quad (2.2)$$

podemos observar que la impedancia depende de la función de transferencia, la cual también tenemos una expresión para ella dada por:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{Z_T}{Z_T + 1k\Omega} \quad (2.3)$$

Sin embargo, la impedancia del transductor  $Z_T$  es compleja, la cual puede modelarse con un circuito equivalente del transductor (modelo Butterworth-Van Dyke) 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 observo que la función de transferencia es un cociente de la transformada de dos funciones *seno*, es decir, requerimos de la transformada de Lapace de un *seno* para la entrada y para la salida.

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

$$H(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{sB\text{sen}(\theta_B + \omega B\text{cos}(\theta_B))}{\frac{sA\text{sen}(\theta_A + \omega A\text{cos}(\theta_A))}{s^2 + \omega^2}} = \frac{sB\text{sen}(\theta_B + \omega B\text{cos}(\theta_B))}{\frac{sA\text{sen}(\theta_A + \omega A\text{cos}(\theta_A))}{s^2 + \omega^2}} \quad (2.4)$$

donde  $s = j\omega$ ,  $\theta_A$ ,  $\theta_B$ ,  $A$  y  $B$  son las fases y amplitudes estimadas previamente. En la figura 2.8 se muestra la función de transferencia calculada en Matlab.

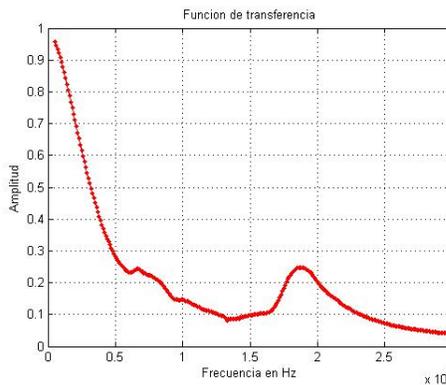


Figura 2.8: Función de transferencia.

Con la función de transferencia realizada ahora podemos calcular la impedancia del despeje realizado anteriormente. En la siguientes figuras se muestra la impedancia y la fase encontradas.

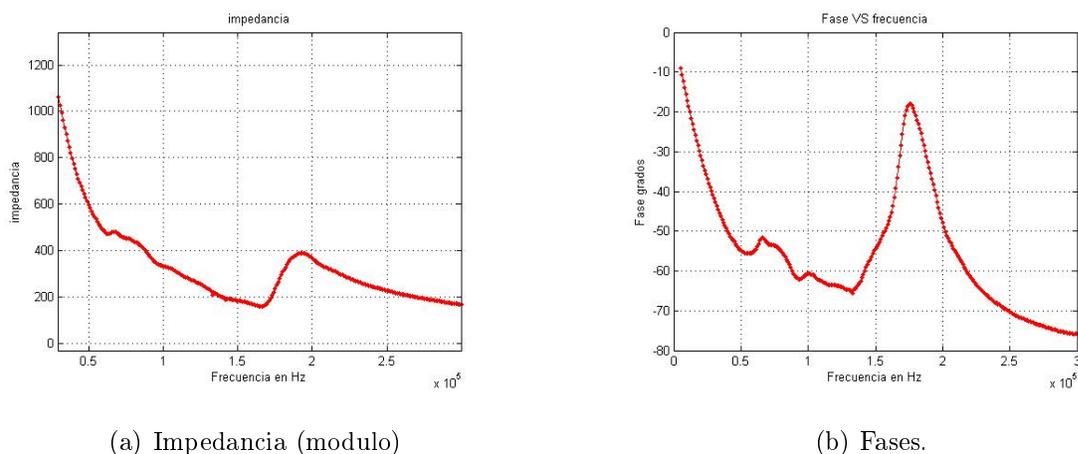


Figura 2.9: Impedancia y fases experimentales

Lo que se puede observar de estos dos resultados, es que la función de transferencia es una versión escalada de la impedancia. Este resultado será comparado en la sección 3 con las mediciones que se realizaron con el equipo Agilent 4294A Precision Impedance Analyzer (40Hz-110MHz). También, este resultado nos ayudará para el acoplamiento de impedancia para máxima transmisión de potencia mediante un circuito equivalente el cual se hablará con más detalle en la siguiente sección.

### 2.1.3. 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 [3], el modelo equivalente de un transductor con una o múltiples frecuencias de resonancia, está dado como se muestra en la figura 2.21.

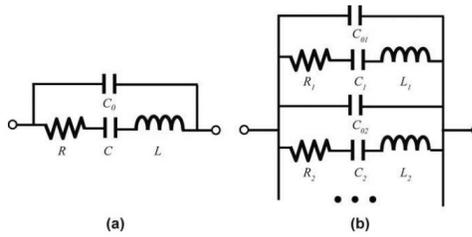


Figura 2.10: A) Circuito equivalente de un transductor con una frecuencia de resonancia. B) Múltiples frecuencias de resonancia [3].

En nuestro caso solo requiere de una frecuencia de resonancia, por tal motivo utilizaremos el modelo del inciso a. De acuerdo a [3], 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. 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 el menor como se muestra en la figura 2.11 .

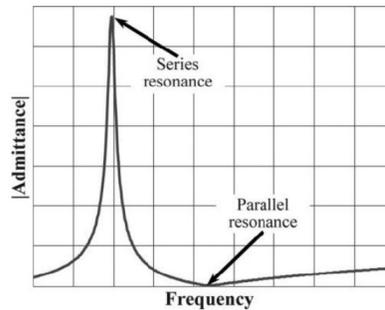


Figura 2.11: Frecuencia de resonancia en serie y paralelo [3].

Como ya se cuenta con la curva de impedancia de nuestro transductor, la admitancia la obtenemos simplemente haciendo el inverso de la impedancia medida.

$$Y_T = \frac{1}{Z_T} \quad (2.5)$$

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

$$Y(\omega_{si}) = \frac{1}{R_1} + j\omega_{si}C_{0i} \quad (2.6)$$

$$R_1 = \frac{1}{\Re[Y(\omega_{si})]} \quad (2.7)$$

$$C_{0i} = \frac{\Im[Y(\omega_{si})]}{\omega_{si}} \quad (2.8)$$

$$C_i = C_{0i} \left( \frac{\omega_{pi}^2}{\omega_{si}^2} - 1 \right) \quad (2.9)$$

$$L_1 = \frac{1}{\omega_{si}^2 C_i} \quad (2.10)$$

Donde  $Y(\omega_{si})$  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.  $C_{0i}$  para nosotros es el capacitor  $C_0$  y este depende de la parte imaginaria de  $Y(\omega_{si})$ .  $C_i$  en nuestro 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.

De la gráfica de admitancia de la figura 2.12, se obtuvieron las frecuencias de resonancias en serie y paralelo.

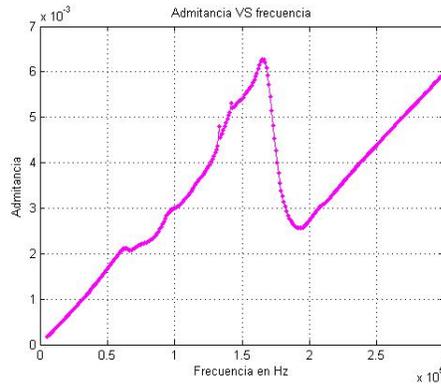


Figura 2.12: Admitancia (modulo).

La frecuencia de resonancia en serie que se encontró en la figura 2.12, es en 165 kHz y la de paralelo es en 193 kHz. Estas son las frecuencias que utilizaron 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  $Y(\omega_{si}) = ,0042 + 0,0046i$ , 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  $C_0$  se obtiene que  $C_0 = 4,454nf$ . Para el capacitor  $C_1$  se sustituyeron los valores obtenidos de  $C_0$ ,  $F_{si}$  y  $F_p$ , obteniendo  $C_1 = 1,64nf$ . Finalmente, para la bobina tenemos que es igual a  $L_1 = 567\mu H$ .

Recapitulando los resultados se tiene:

$$R_1 = 238\Omega$$

$$C_0 = 4,454nf$$

$$C_1 = 1,57nf$$

$$L_1 = 589\mu H$$

En [3] menciona que la admitancia de un circuito con una sola frecuencia de resonancia puede ser calculada de la siguiente manera:

$$Y(\omega_{si}) = \frac{j\omega^2 C_1 R_1 C_{0i} - (\omega C_{0i})(\omega^2 L_i C_i - 1) + \omega C_i}{R_i \omega C_i + j(\omega^2 L_i C_i - 1)} \quad (2.11)$$

Realizando una comparativa entre el modelo equivalente que se obtuvo y el modelo experimental, figura 2.13.

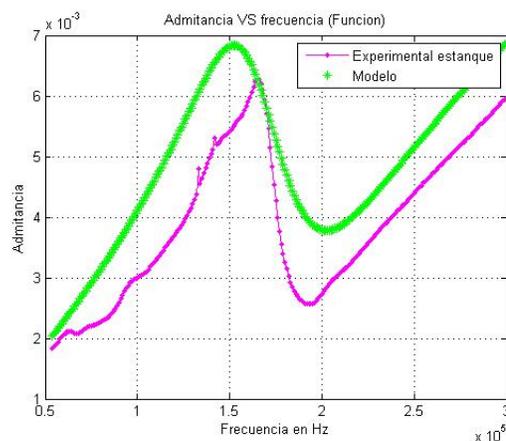


Figura 2.13: Admitancia de las mediciones y modelo.

Cave mencionar que se comparará estas curvas con la obtenida por el equipo Agilent 4294A Precision Impedance Analyzer (40Hz-110MHz) en la siguiente sección.

## 2.2. Comparación de las curvas de admitancia e impedancia (curvas obtenidas del experimento, modelo [3] y Agilent 4294A Precision Impedance Analyzer)

De las curvas de admitancia obtenidas tanto del experimento como del modelo son muy parecidas, sin embargo en [3] se realiza una regresión no lineal de mínimos cuadrados para afinar la estimación de los valores de los componentes. Por otro lado, en nuestro caso, se

realizaron las mediciones con el analizador de impedancias que se muestra en la figura 2.14 para validar el experimento que se realizó.

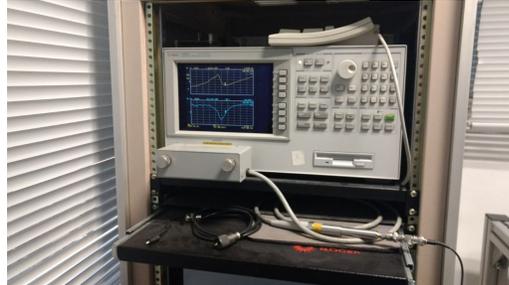


Figura 2.14: Analizador de precisión de impedancias Agilent 4294A.

Al igual que nuestro experimento se realizó la prueba de la impedancia, fase, admitancia, capacitancia en serie, paralelo etc. Como se muestra en la figura 2.15, el transductor fue sumergido en un contenedor lleno de agua, separado de las paredes de este mismo. En general estuvo sometido a las mismas condiciones que en las pruebas realizadas con el circuito de adquisición.



Figura 2.15: Prueba del transductor con el analizador de precisión de impedancias Agilent 4294A.

De las mediciones que se hicieron con el analizador se tomo con mayor importancia la de la impedancia, fase e admitancia. En las siguientes figuras se muestra la comparación de estas métricas.

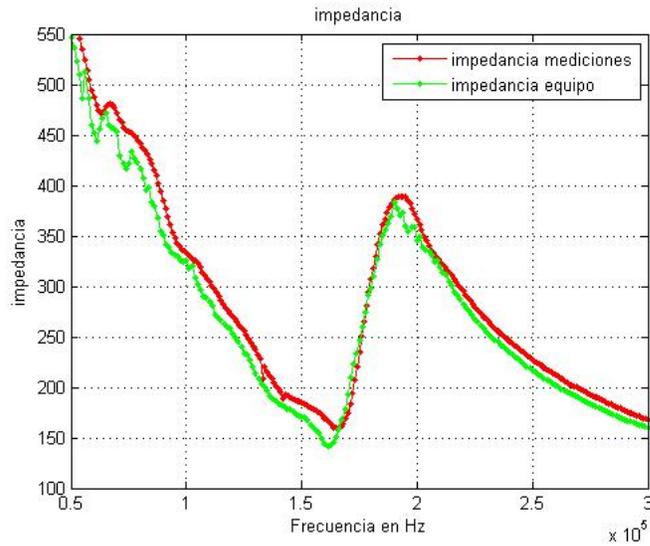


Figura 2.16: Comparación de impedancias

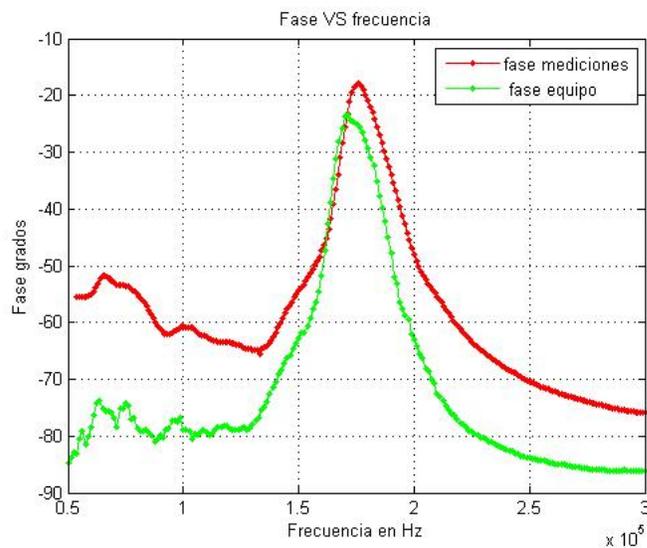


Figura 2.17: Comparación de fases

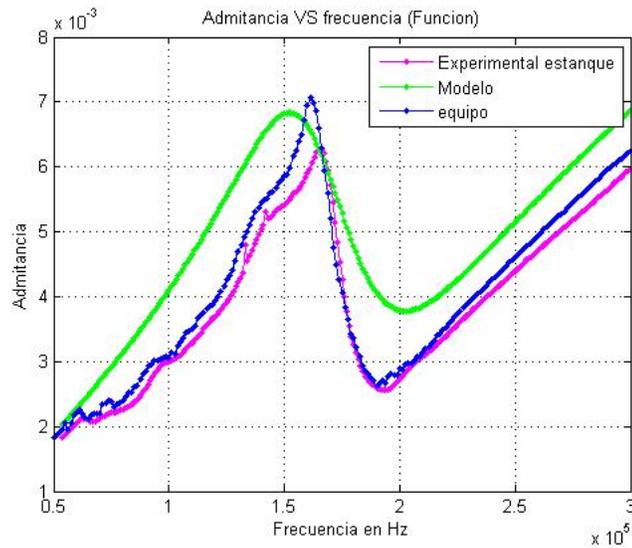


Figura 2.18: Comparación de admittancias

De estas últimas 3 figuras podemos ver que las impedancias son muy semejantes con la única diferencia de que la curva del analizador muestra una menor resolución que la del experimento. Sorpresivamente las fases son diferentes. Las fases encontradas por el experimento están por encima de la del analizador, en donde se puede decir que el experimento de medición está agregando algunos grados a las mediciones.

Finalmente, en la admitancia se comparó 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 son más cercanas que la del modelo, pero a su vez, la curva del analizador se aproxima más a la del modelo que la de las mediciones.

Se realizó también el cálculo de los componentes mediante la admitancia del analizador. En la figura 2.19 se muestra la comparación de la admitancia del experimento, admitancia de los componentes obtenidos por el experimento, la admitancia del analizador y la admitancia de los componentes obtenidos por la curva del analizador:

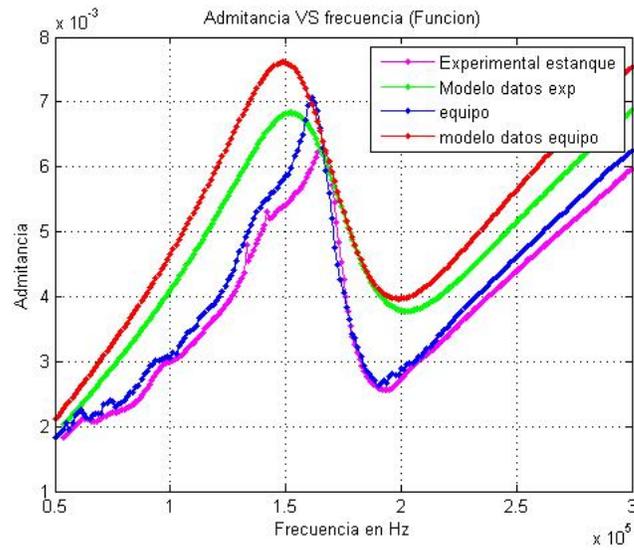


Figura 2.19: Comparación de admitancias

A continuación se muestra como resumen los componentes encontrados con la curva de admitancia experimental y curva de admitancia del analizador.

Mediciones experimento

$$R_1 = 238\Omega$$

$$C_0 = 4,454nf$$

$$C_1 = 1,57nf$$

$$L_1 = 589\mu H$$

Mediciones analizador

$$R_1 = 194\Omega$$

$$C_0 = 4,692nf$$

$$C_1 = 1,842nf$$

$$L_1 = 530\mu H$$

Una vez con estos resultados de acuerdo a [3], se realiza una regresión no lineal para acercar más la curva de admitancia del modelo y la curva experimental. Esta regresión se

realizó para las mediciones echas con el circuito de adquisición. Los componentes que se utilizaron para minimizar el error son los obtenidos con las mediciones del experimento. En la siguientes figuras se muestra la curva de admitancias y los componentes.

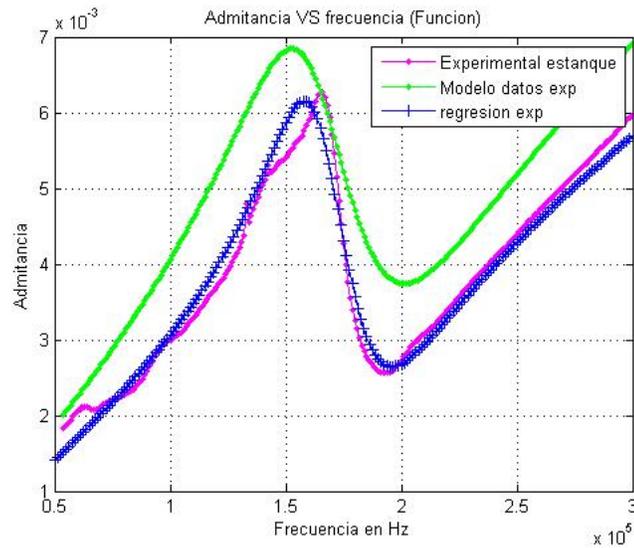


Figura 2.20: Comparación de admitancias experimentales y regresión no lineal

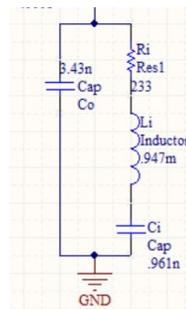


Figura 2.21: Circuito equivalente del transductor

Este circuito equivalente fue sustituido por el transductor en el circuito de la figura 2.2(a) para encontrar la red de acoplamiento de impedancias y tener máxima transferencia de potencia.

Para el cálculo de la máxima transferencia de potencia en el transductor se hicieron

unas consideraciones en el circuito del transmisor con el circuito equivalente del transductor (figura 2.22 ).Primero, se obtuvo la curva de impedancia compleja a partir de la curva de admitancia compleja de la regresión no lineal, y se buscó el valor complejo de impedancia en la frecuencia a la que queremos hacer el acoplamiento de impedancias. El valor complejo que se encontró de impedancia para una frecuencia de 65kHz fue  $z = 14,22 - j536,7$ , la cual tiene una reactancia negativa, es decir, es una reactancia capacitiva, por tanto podemos sustituir el circuito equivalente por una resistencia y un capacitor (véase la figura 2.23).

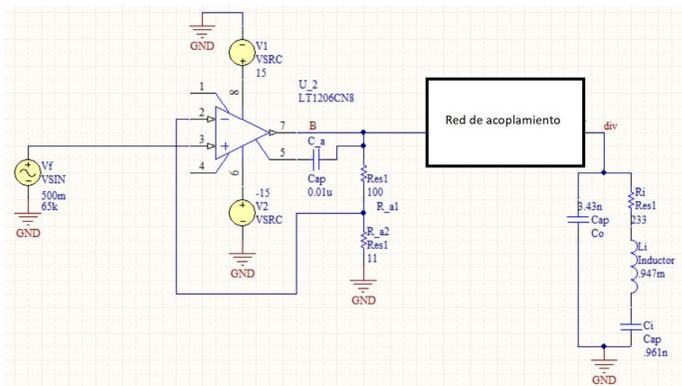


Figura 2.22: Circuito del transmisor con el circuito equivalente del transductor

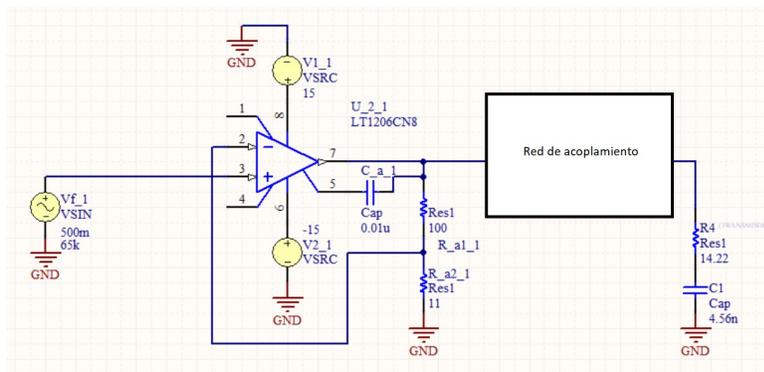


Figura 2.23: Circuito equivalente del transductor (resistencia-capacitor)

De la teoría de acoplamiento de impedancias se busca eliminar las partes reactivas y solo la parte real, es decir, la resistiva es la que permanece. Entonces, de la reactancia capacitiva

obtenida se buscó una reactancia positiva (una reactancia inductiva), que elimine el efecto reactivo. Por tanto, para el cálculo de la bobina se tomó la expresión que define la reactancia de una bobina, es decir:

$$X_L = 536,7 \quad (2.12)$$

también tenemos que:

$$X_L = 2\pi fL \quad (2.13)$$

Despejando para  $L$

$$X_L = 2\pi(65kHz)L$$

$$L = \frac{X_L}{2\pi(65kHz)} = 1,314mH \quad (2.14)$$

Por tanto, el valor de la bobina que se necesita para eliminar la parte reactiva capacitiva es de  $L = 1,314mH$ , de tal forma que el circuito queda como se muestra en la siguiente figura 2.24.

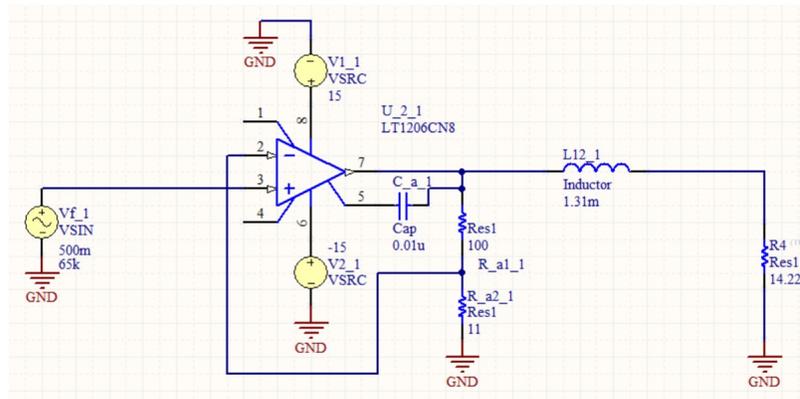


Figura 2.24: Circuito resultante

Con un voltaje de entrada de 500mV, una ganancia de  $G = 10$  en el operacional, entonces,

a la salida se cuenta con un voltaje pico de 5V. Por tanto, la potencia en la resistencia de  $14,22\Omega$  está dada por:

$$P = \frac{G^2 x}{x^2} \tag{2.15}$$

$$P = \frac{5^2(14,22)}{14,22^2} = 1,75W \tag{2.16}$$

es decir, la máxima potencia que se espera en la resistencia de  $14,22\Omega$  es de  $1.75Watts$  (Véase en la figura 2.25 el circuito final, la potencia obtenida ya con el circuito equivalente del transductor).

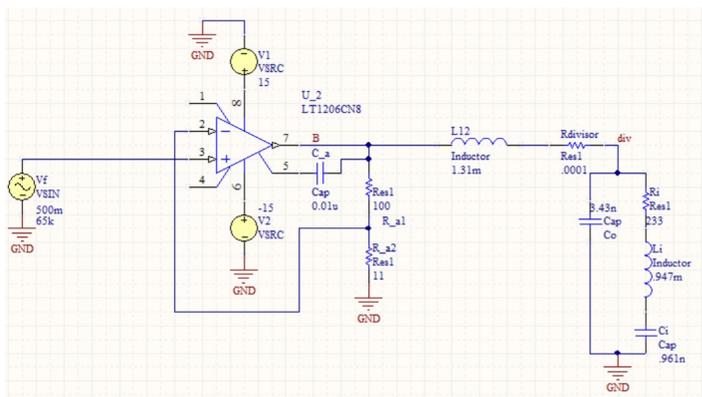


Figura 2.25: Circuito final

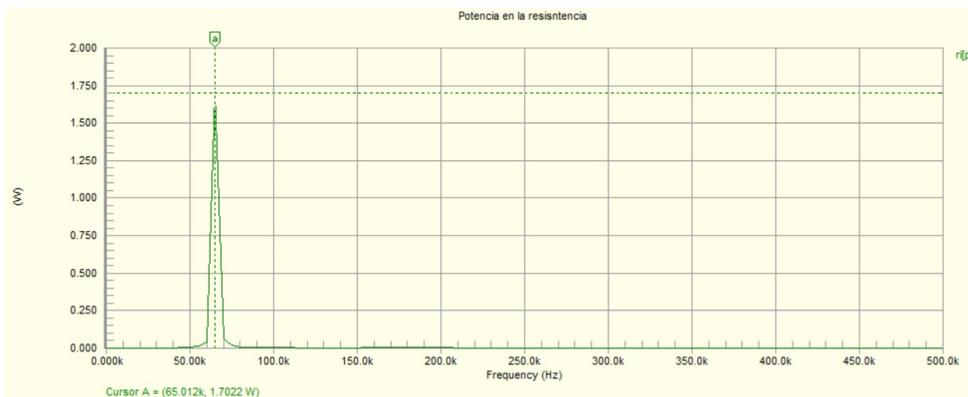


Figura 2.26: Potencia en la resistencia interna del circuito equivalente del transductor

## 2.3. Receptor

En el caso del receptor cuenta con una cadena de recepción, es decir, se encuentra constituido por 4 etapas de amplificación. En cada etapa se ha calculado una ganancia específica. La primera etapa de recepción fue diseñada con dos amplificadores de bajo ruido (LT1007), cada amplificador cuenta con una ganancia de 10, por lo cual la ganancia final de la primera etapa es aproximadamente de 100. Para las siguientes tres etapas de recepción se diseñó en cada una de ellas con un solo amplificador, la ganancia para cada amplificador también es de 10, considerando que para calcular la ganancia de salida en cada una de las etapas siguientes se debe de tomar en cuenta la ganancia de la etapa anterior y multiplicarse por la ganancia de la etapa actual. Se tendrá que en la salida de la segunda etapa se tiene una ganancia de 1000, para la tercera etapa se cuenta con una ganancia de 10,000 y para la cuarta y última etapa, una ganancia aproximada de 100,000. El circuito de la cadena de recepción se muestra en la figura 2.27 .

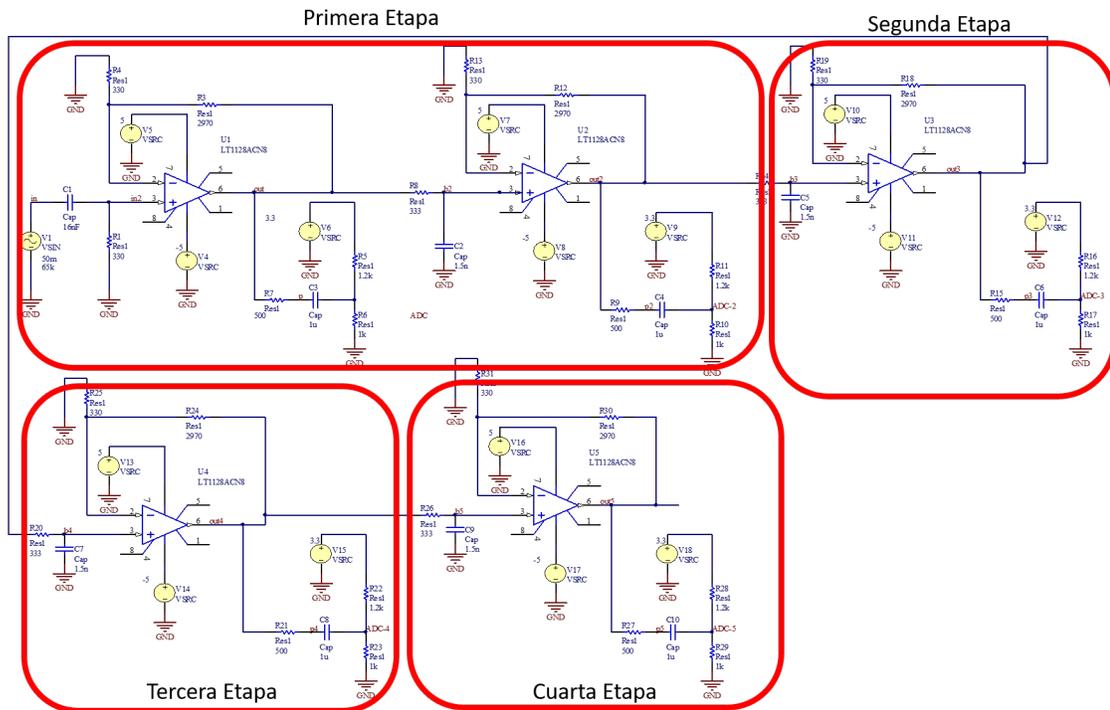


Figura 2.27: Esquemático del receptor

En la entrada de la cadena de amplificación se tiene un filtro pasa bajas, y en la salida un filtro pasa altas para limitar el ruido de banda. La frecuencia de corte para el pasa bajas es de 5kHz y el pasa altas de 320 kHz.

La primera etapa de amplificación es la más importante debido a que con ella se obtienen señales que puedan cubrir más el rango dinámico del ADC y por tanto tener una mejor SQNR.

Cada una de las salidas de las cuatro etapas de amplificación tiene un divisor de voltaje alimentado con 3.3 V. Este divisor de voltaje traslada la señal recibida a un offset de 1.65V. y luego es muestreada por el ADC (Recordemos que el su rango dinámico es de 0V-3.3V). Por tanto, se utilizan cuatro canales de ADC.

En las figuras 2.28 y 2.29 se muestran las tarjetas del transmisor y receptor.



(a) Tarjeta prototipo del transmisor frente

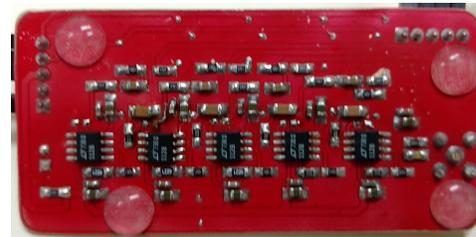


(b) Tarjeta prototipo transmisor cara posterior

Figura 2.28: Tarjeta prototipo del transmisor



(a) Tarjeta prototipo del receptor frente



(b) Tarjeta prototipo receptor cara posterior

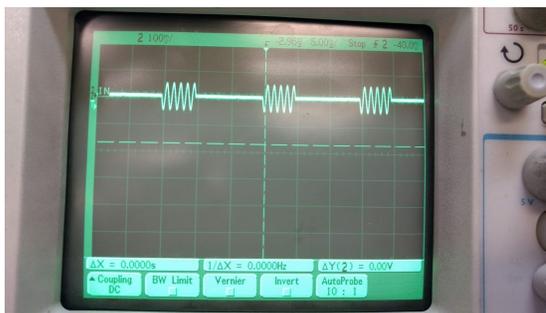
Figura 2.29: Tarjeta prototipo del receptor

Una de las pruebas que se realizó con estas tarjetas fue de distancia, es decir, hasta que distancia aun se puede obtener la señal mandada por el transmisor en la cuarta etapa de amplificación y se encontró que a una distancia de 50 metros el sistema aun observa la señal recibida si en el transmisor se está mandando una señal de 10 Vpp. La mayoría de estas pruebas se hicieron en la alberca olímpica del IPN.

Otras de las pruebas que se realizaron fue de la red de acoplamiento, la transmisión de un tono a una frecuencia de 65kHz con el DSP utilizando un DAC LTC1666CG de una resolución de 12 bits(figura 2.30), transmisión por rafagas de la secuencia Barker, transmisión de la secuencia Barker representada con diferentes números de ciclos de portadora por símbolo y por último como tal ya la transmisión de la señal modulada a 65kHz (Véase las figuras 2.31 a 2.34).



Figura 2.30: DAC de 12 bits de resolución

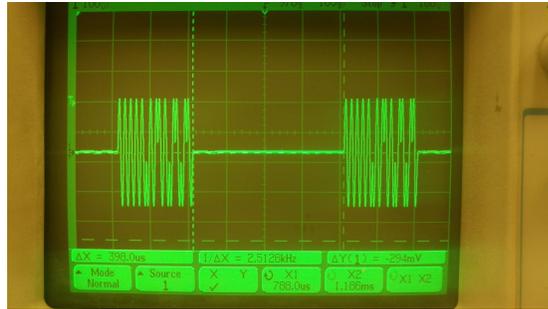


(a) Tono transmitido a una frecuencia de 65 kHz



(b) Tono recibido

Figura 2.31: Tono transmitido con una frecuencia de 65 kHz a una distancia de 40 metros

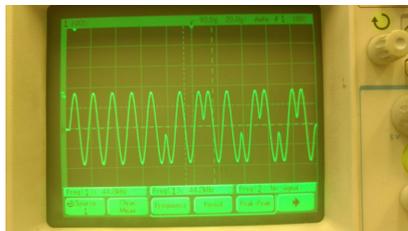


(a) Secuencia Barker transmitida

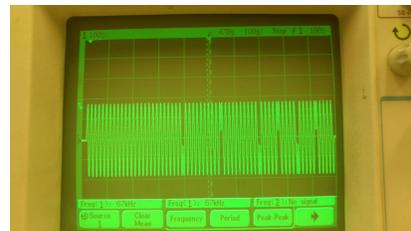


(b) Secuencia Barker recibida

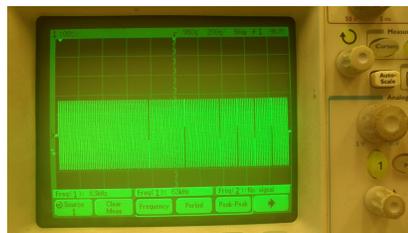
Figura 2.32: Transmisión por rafagas de la secuencia Barker



(a) Un ciclo por símbolo



(b) Cinco ciclos por símbolos



(c) Diez cilcos por símbolo

Figura 2.33: Transmisión por rafagas de la secuencia Barker a diferentes ciclos por simbolo

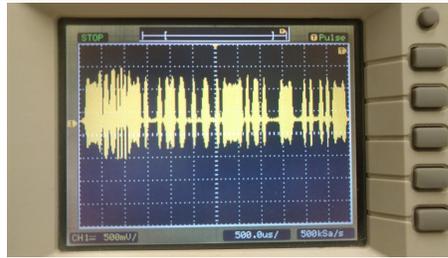


Figura 2.34: Señal modulada transmitida (ver sección 3.1, capítulo 3)

En la figura 2.34 observamos la señal compuesta por la secuencia barker y datos, modulada a una frecuencia de 65kHz. En el capítulo 3 se explicará con mas detalle como fue construida esta señal.

### 2.3.1. Tarjetas Finales

Con los prototipos y las pruebas ya realizadas, se diseñaron las tarjetas finales con las que se van a trabajar. El diseño de estas tarjetas están basadas al esquema de la figura 2.1, donde se muestra al transmisor y receptor juntos y siendo conmutados por un MUX entre transmisión y recepción. En las figuras 2.35 y 2.36 tenemos los esquemáticos preparados para la tarjeta final

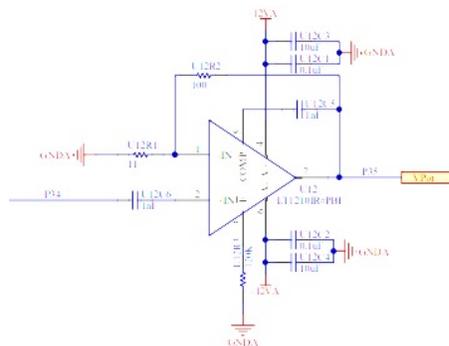


Figura 2.35: Transmisor

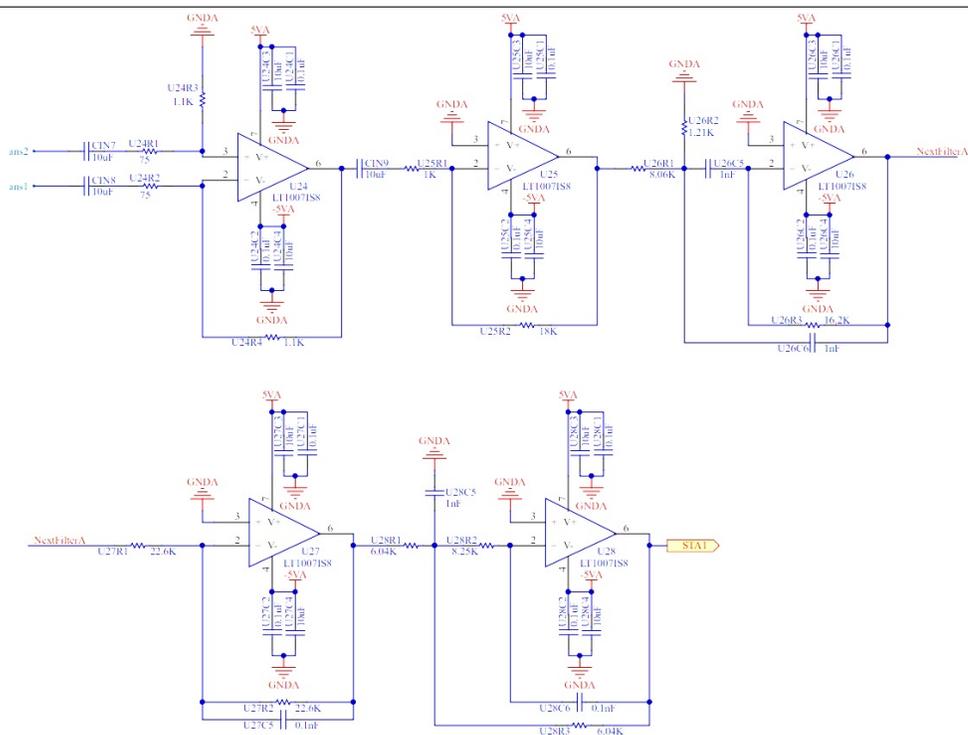


Figura 2.36: Receptor

Finalmente se muestra una vista en 3D por la parte superior de la tarjeta final. Donde se resaltan el transmisor y, receptor, el circuito conmutador y el procesador (figura 2.37).

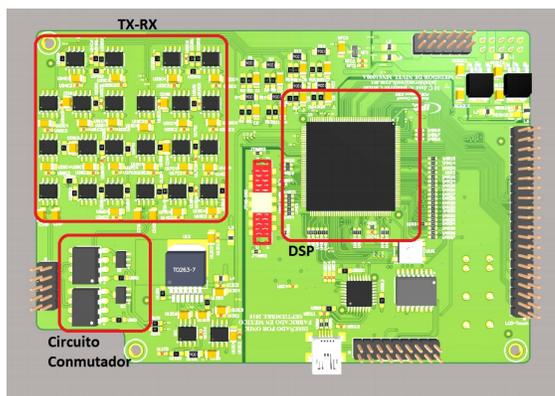


Figura 2.37: Tarjeta final

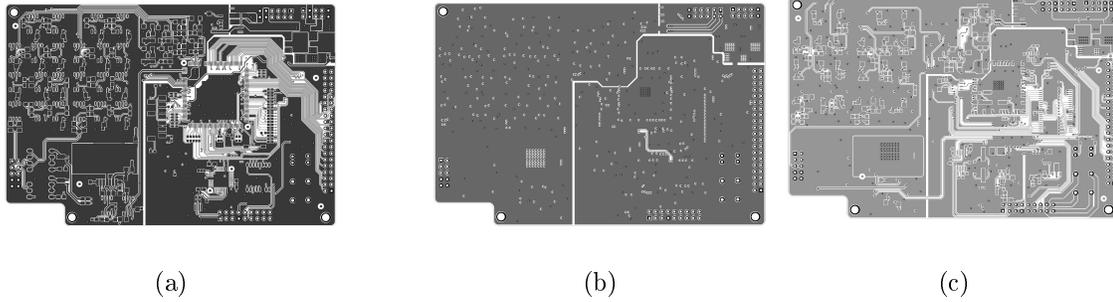


Figura 2.38: Vistas de la tarjeta final.

### 2.3.2. Resultados adicionales

En esta sección se muestran otros ejercicios que se realizaron con el propósito de evaluar el sistema de adquisición con el que se tomo las mediciones. Se realizaron dos ejercicios, el primero fue un simple circuito pasa bajas RC, y a un circuito equivalente del transductor con los siguientes valores:

$$R_1 = 327\Omega$$

$$C_0 = 958pf$$

$$C_1 = 7,3nf$$

$$L_1 = 1088\mu H$$

Se simuló y se aprovecho para medir este circuito equivalente del transductor con el equipo del analizador de impedancias.

Las curvas de impedancia, fase y admitancia de dicho circuito se muestran en la siguientes figuras.

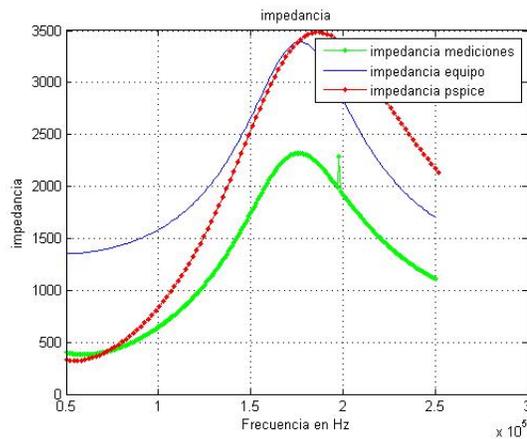


Figura 2.39: Comparación de impedancias del circuito

En la figura 2.39 podemos ver la comparación de las 3 impedancias, la impedancia de las mediciones, la del equipo y la de PSpice. Se observa que las 3 curvas tiene las mismas tendencias sin embargo no son iguales. La impedancia con PSpice y la del analizador de impedancias son mas parecidas.

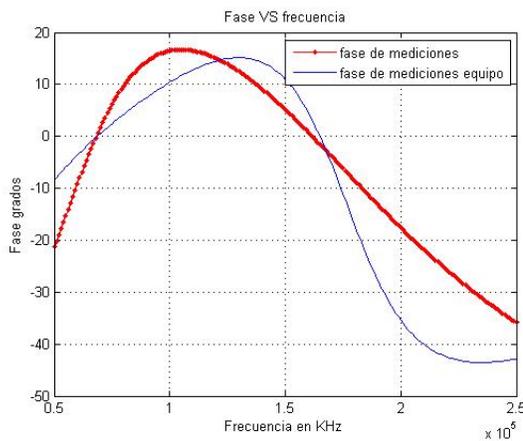


Figura 2.40: Comparación de fases del circuito

En este caso, se comparó las fases de las mediciones y la del analizador de impedancias. Nuevamente se observa que tienen las mismas tendencias pero no son iguales.

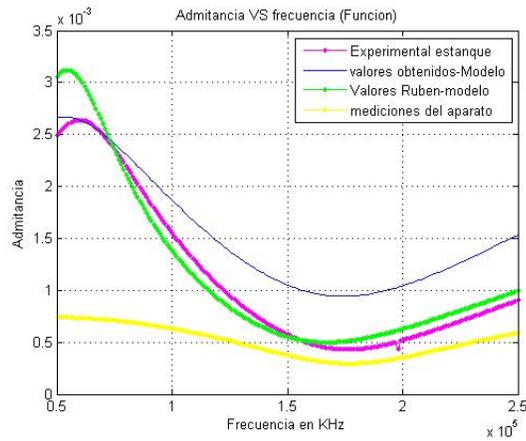


Figura 2.41: Comparación de admitancias del circuito

Finalmente se comparó la admitancia experimental, la admitancia obtenida por el modelo con los valores calculados, la admitancia con los valores reales medidos y mediciones del equipo.

Para el caso del filtro pasa bajas se realizó el experimento de modo que se obtuvo la función de transferencia del filtro con una frecuencia de corte de 15kHz, su impedancia y finalmente la fase. Después se comparó con las curvas teóricas que ya están en los libros.

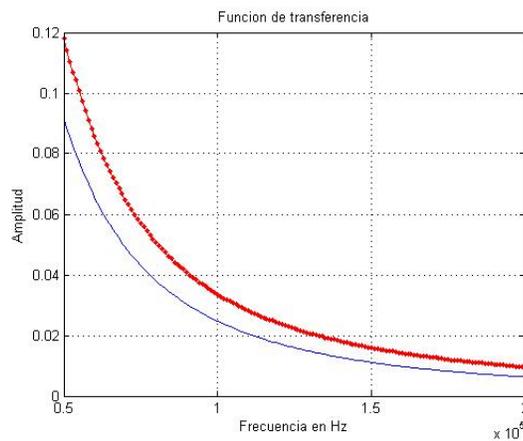


Figura 2.42: Comparación del modulo de la Función de transferencia.

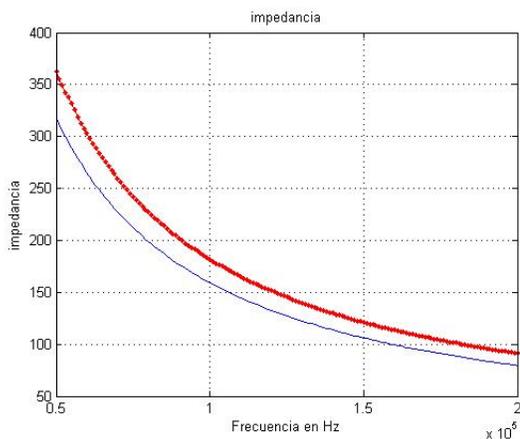


Figura 2.43: Comparación de las impedancias del filtro pasa bajas.

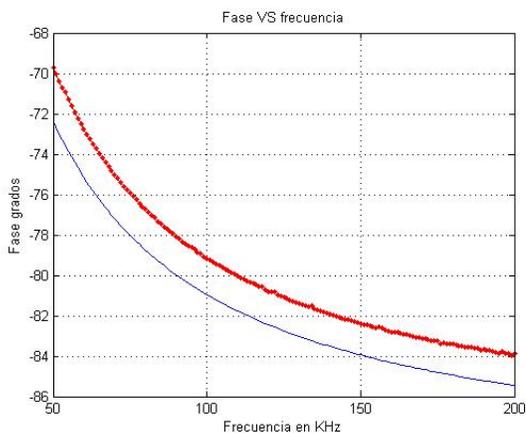


Figura 2.44: Comparación de la respuesta en fase del filtro pasa bajas obtenido por los dos métodos considerados .

En comparación al los resultados encontrados para el circuito equivalente del transductor, se observa para la curva de las mediciones un seguimiento más fiel a las curvas teóricas.

# CAPÍTULO 3

## Simulación del Sistema de Comunicaciones

Como parte del estudio, diseño y desarrollo del sistema de comunicaciones. Se realizaron simulaciones previas a la implementación. Con el fin de tener una idea del comportamiento del sistema. Esta simulación está constituida por un transmisor, un canal de comunicaciones y finalmente un receptor.

En la transmisión se tiene una trama que está constituida de dos campos. El primero tiene una secuencia de sincronización. La secuencia utilizada es la llamada secuencia Barker de longitud 13. Existen diferentes secuencias Barker con diferentes longitudes, sin embargo se seleccionó esta secuencia por ser la más larga para explotar sus propiedades únicas de autocorrelación. El siguiente campo son los datos (carga útil), estos tienen una longitud de 64 símbolos. El conjunto de la secuencia Barker y los datos se filtran con un filtro Consenso Alzado para reducir el ancho de banda de la señal y mejorar la SNR (Relación señal-ruido). Después, la señal filtrada se modula con un tono (una función seno u coseno) a una frecuencia de 65 kHz, que es donde se observó que el transductor podía transmitir con la máxima transferencia de potencia.

El modelo del canal consiste de una respuesta impulsiva que atenúa y retarda la señal que se transmite. Este retardo afectará la fase de nuestra señal, lo cual no será ningún problema en

la recepción ya que se esta realizando una demodulación no coherente, es decir, no le afecta al receptor la fase que tenga la señal recibida para poder demodularse con la generación de una portadora local [4].

El receptor cuenta con cuatro etapas de amplificación. Y para seleccionar la etapa óptima, se cuenta con un selector. Este último elije la etapa con mayor SQNR (relación señal-ruido de cuantización). Después se realiza el procesamiento de recuperación de la información.

Una vez que se tiene la etapa óptima se demodula la señal multiplicando la señal recibida por un *seno* y un *coseno*. De manera que ahora se tiene dos ramas. Con las dos ramas de demodulación se busca cubrir un problema de desfase debido a retardos de propagación. Después, se filtra nuevamente la señal demodulada con un filtro Raiz Coseno Alzado para regresar la señal a banda base. Por último se realiza una autocorrelación de la señal recibida con la secuencia Barker filtrada para identificar donde comienza la señal (sincronizarse) y hacer una decimación para tener un muestreo a tiempo de símbolo y recuperar los datos mediante "Detección Dura".

### 3.1. Transmisor

En la figura 3.1 se muestra un diagrama a bloques de la simulación del transmisor.

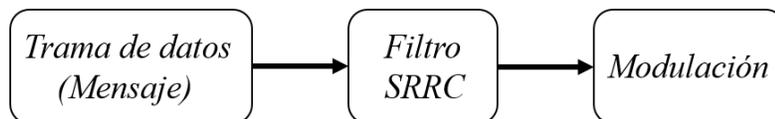


Figura 3.1: Diagrama a bloques de la simulación del transmisor.

#### 3.1.1. Estructura de los datos.

Como se mencionó anteriormente la trama de datos está constituida por dos campos de símbolos. El primer campo es el de sincronía y ayuda a identificar el instante de tiempo en donde se comienza a tomar muestras para recuperar los datos de información (véase la figura 3.2 ).



Figura 3.2: Estructura de los datos.

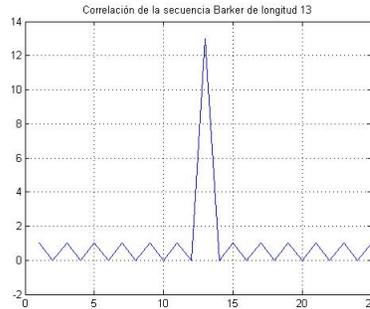


Figura 3.3: Autocorrelación de la secuencia Barker.

Este campo está constituido por una secuencia llamada secuencia Barker de longitud 13, cuyas propiedades de autocorrelación son muy buenas. Existen varias longitudes de las secuencias Barker y con diferentes formas; sin embargo, se decidió seleccionar la de mayor longitud ya que presenta menos problemas a SNR pequeñas (por ejemplo, a largas distancias la señal se ve atenuada e inmersa en ruido, sin embargo, el pico de autocorrelación aun es distinguible por su gran amplitud).

La secuencia Barker es la siguiente  $b_k = [1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1]$ , podemos observar que esta secuencia solo tiene dos niveles, (1 y -1). No existen secuencias Barker de longitud mayor a 13 que sea impar, en otras palabras, la secuencia de longitud impar más grande es la de 13. Lo que caracteriza a esta secuencia es que presenta un máximo de autocorrelación cuando la secuencia está perfectamente alineada y uno cuando la señal está desplazada o retardada una respecto a otra (véase figura 3.3).

En la figura 3.3 podemos observar que la amplitud del máximo de autocorrelación es igual a 13.

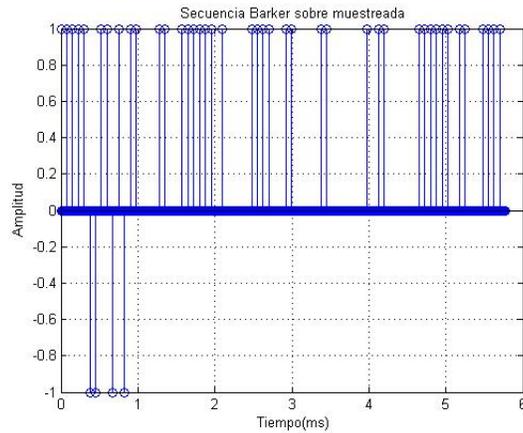
La relación de amplitud entre el pico de la autocorrelación y los lóbulos laterales es

directamente proporcional a la longitud de la secuencia. Los lóbulos laterales de las secuencias Barker tienen una amplitud 1 y los picos principales tienen una amplitud igual a la longitud de la secuencia. La relación entre estos picos y los lóbulos laterales es proporcional a la relación SNR con la que pueden detectarse las secuencias por medio de la autocorrelación. Al no existir secuencias de más de 13 bits, la posibilidad de trabajar con bajas relaciones SNR está limitada. Estas secuencias se han usado ampliamente en sistemas de radar y sonar, tanto en espacios externos como en espacios internos.

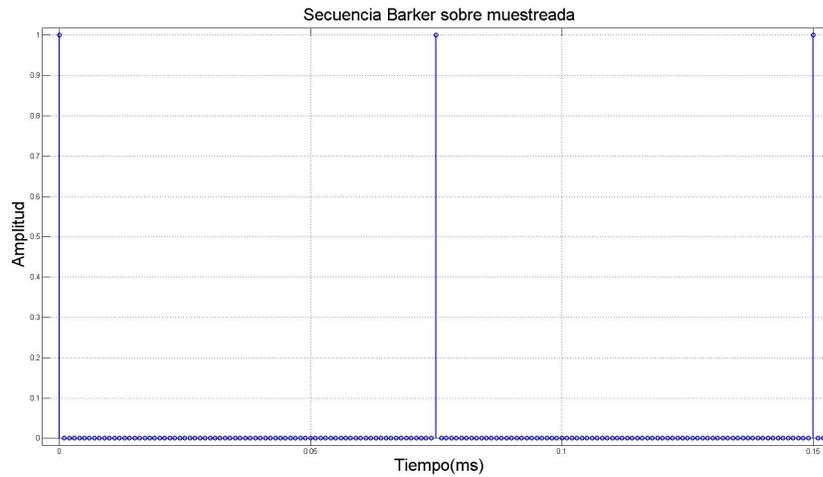
Este pico de autocorrelación fue utilizado por el receptor como una bandera de sincronización para la recuperación de los datos; es decir, el receptor procesó por bloques de tiempo y realizó la autocorrelación continuamente para detectar si dentro de ese bloque encontró un pico de autocorrelación y a partir de ese instante de tiempo tomar muestras a tiempo de símbolo y recuperar los datos de información.

El siguiente campo es el de la carga útil (información). Este campo tiene una longitud de 64 símbolos, el cual a diferencia del campo de sincronización, tiene un nivel en cero y el otro en uno. Para esta simulación los datos fueron generados de forma aleatoria y sobremuestreados junto a la secuencia Barker. El motivo del sobre muestreo es para que se realice el tratamiento de señal a esta trama a una frecuencia de muestreo igual a 1MHz. En la figura 3.4(a) se muestra la trama de datos.

Para definir el factor de sobre muestreo se decidió que el tiempo de símbolo fuera de  $n$  veces el periodo de la señal portadora (se decidió en la simulación tener un periodo de portadora igual al inverso de 66.6667kHz y no 65 kHz para facilitar los cálculos) a la que se va a modular y transmitir, entonces, si definimos que el periodo de símbolo sea cinco veces  $T_p$ , por tanto, el tiempo de símbolo  $T_{sim}$  es  $75 \mu s$ . Si la frecuencia de muestreo que se seleccionó es de 1MHz, entonces tenemos 75 muestras por símbolo(figura 3.4(b)).



(a) Datos sobremuestreados



(b) Acercamiento de los datos sobremuestreados

Figura 3.4: Trama. Datos sobremuestreados

### Tratamiento de señal

El filtro que se utilizó es el Filtro Raíz Cuadrada de Coseno Alzado (SRRC-Square Root Raised Cosine); este fue implementado tanto en el transmisor como en el receptor. Este filtro es muy utilizado actualmente en los sistemas de comunicaciones por sus características como reducir el ancho de banda, evitar ISI (interferencia intersimbólica) y maximizar la SNR de la señal recibida al ser utilizado en el transmisor y receptor como filtro acoplado [8]. Este filtro

esta definido por la siguiente expresión: (3.1)

$$p(t) = \frac{\sin(\pi \frac{t}{T}(1 - \alpha)) + 4\alpha \frac{t}{T} \cos(\pi \frac{t}{T}(1 + \alpha))}{\pi \frac{t}{T}(1 - (4\alpha \frac{t}{T})^2)} \quad (3.1)$$

donde  $\alpha$  es el ancho de banda de exceso del filtro o comúnmente llamado *roll off*. Este parámetro toma valores de cero a uno, en nuestro caso se le dio el valor de 0.5 para un ancho de banda de 10KHz. En la figura 3.5 se muestra la respuesta del filtro tanto en el tiempo como en frecuencia para un *roll off* = 0,5.

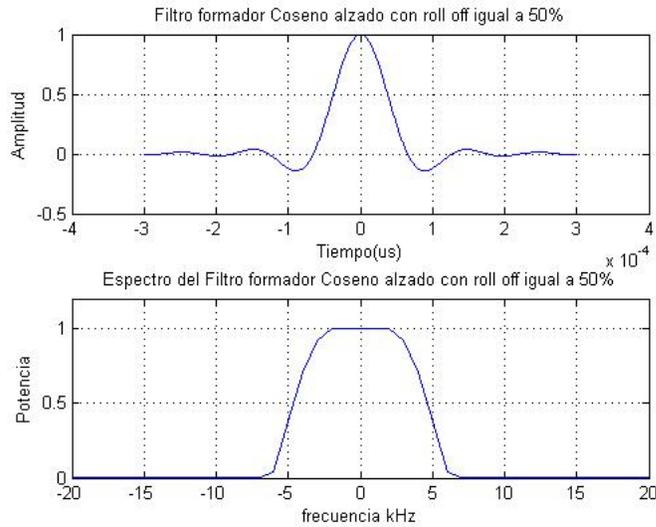


Figura 3.5: Filtro formador en el dominio del tiempo y frecuencia.

Este filtro tiene una duración de 8 símbolos, lo que es igual a  $600 \mu s$ ; sin embargo para poder convolucionar el filtro con la trama de datos debe tener la misma tasa de muestreo, es decir, al igual que en los datos cada simbolo está representado por 75 muestras; los símbolos del filtro (lobulos) deben estar representados por la misma cantidad de muestras. Sabemos que la longitud de la convolución de dos secuencias es igual a  $L + N - 1$ , donde  $L$  y  $N$  son las longitudes de las secuencias. Entonces al realizar la convolución entre el filtro SRRC y la trama de datos sobremuestreada (véase la figura 3.6) tenemos que su longitud es la suma de las longitudes menos uno.

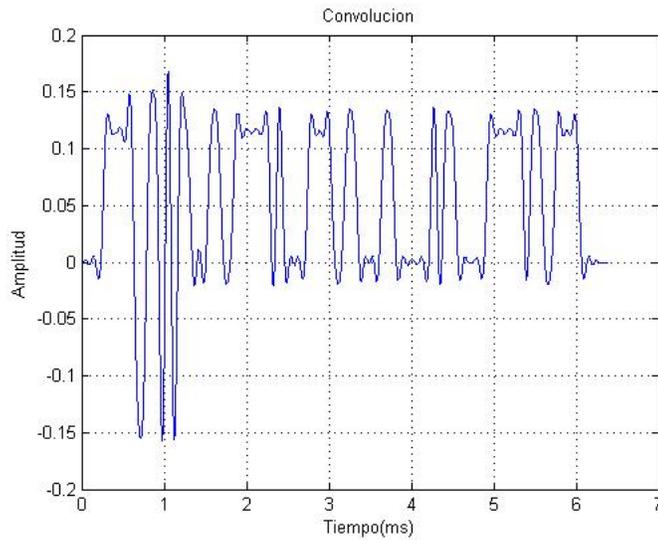


Figura 3.6: Convolution del filtro SRRC y la trama de datos.

De la figura 3.6 podemos observar que obtenemos una señal de 6.3 ms lo cual es la suma de las dos longitudes que se convolucionaron.

En la implementación en la tarjeta DSP se realizó un algoritmo de la convolución que toma ventaja de las señales sobremuestreadas con el fin de realizar un menor número de operaciones para el procesador y en consecuencia cálculos rápidos. Este algoritmo será discutido en el capítulo 4 donde se aborda la implementación en software.

Para terminar del lado del transmisor, la señal de la figura 3.6 será modulada por un coseno a una frecuencia de 66.6667 kHz. Esto es con el propósito de facilitar la simulación, ya que a esta frecuencia los cálculos del tiempo de símbolo son más sencillos. De otro modo, si se utilizara una frecuencia de 65 kHz no se contaría ni con un periodo ni con un número de muestras por símbolo enteros. Para realizar esta modulación se requiere tener un tono con la misma cantidad de muestras de la señal de la figura 3.6. Entonces se generó el coseno con un número de ciclos que acompletaran el numero de muestras requeridas. La señal resultante es la que se muestra en la figura 3.7.

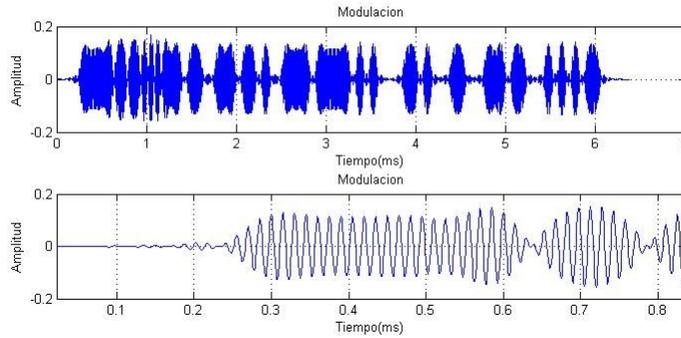


Figura 3.7: Modulacion de la trama.

## 3.2. Canal de comunicaciones

El modelo del canal de la simulación se puede representar de la siguiente manera:

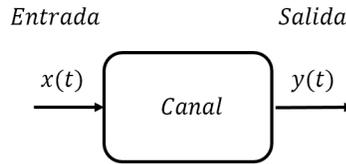


Figura 3.8: Canal de la simulación.

Si este canal solo retarda y atenúa la señal de entrada, entonces la salida se puede expresar como

$$y(t) = kx(t - \tau) \quad (3.2)$$

donde  $k$  es un factor de escalamiento y  $\tau$  es un retardo. Estos dos últimos están en función de la distancia que recorre la señal. En el caso de la atenuación se tiene un factor de  $1/d^2$ , donde  $d$  es la distancia. Y para conocer el tiempo de retardo se considera una velocidad de 1500m/s en el agua, de esta manera si se conoce la velocidad y la distancia conoceremos el tiempo de propagación.

Para ver el retardo que sufre la señal, la simulación se parametrizó con el fin de ingresar cualquier distancia a la simulación y observar el desfase que genera en la señal (véase figura 3.9 ). La existencia de este retardo influyó bastante el diseño del receptor para recuperar la información de la señal recibida. El tener cambios de fase por retardos de la señal generó que en el receptor sea demodule por dos ramas. En la subsección del receptor se abordara con más detalle de este fenómeno.

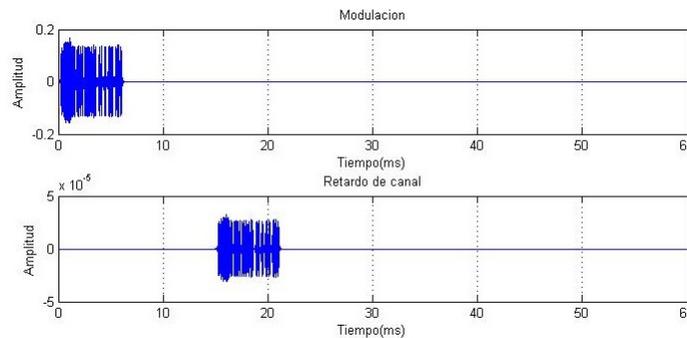


Figura 3.9: Señal modulada retardada por el canal de comunicaciones.

Se propuso un ejemplo donde se consideró una distancia de 22.5 metros a una velocidad de 1500 m/s. Realizando los cálculos correspondientes se encontró que el retardo es de 15ms, lo cual se ilustra en la figura 3.9.

### 3.3. Receptor

Cómo fue mencionado al principio del capítulo, el receptor va estar escuchando el canal de comunicaciones continuamente. Sin embargo, la manera en la que se procesará las señales que se reciban será mediante ventanas de observación. De esta manera se logra optimizar los recursos de la tarjeta DSP en la implementación, y mejorar latencia del procesamiento. Además, el controlador de ganancia automático (ACG) que se implementará es uno propuesto en [6] , el cual trabaja con este ventaneo en las etapas de amplificación para seleccionar la etapa óptima y poder realizar el tratamiento de señal adecuadamente.

### 3.3.1. Control de Ganancias Automático (AGC)

La estructura del AGC propuesto en [6] consiste de una cadena de amplificadores con ganancias fijas, seguidos por un banco de demoduladores y convertidores de analógico a digital (ADC)(figura 3.10). En los bloques de tiempo o ventanas, las ganancias son fijas, y tienen una longitud de igual al doble de la secuencia de sincronización, es decir, si la secuencia Barker convolucionada con el filtro SRRC tiene una longitud de 1575 muestras, entonces la ventana de tiempo tendrá una longitud de 3150 muestras. Con esto se buscó asegurar que la secuencia de sincronización caiga completamente en alguna ventana de tiempo.

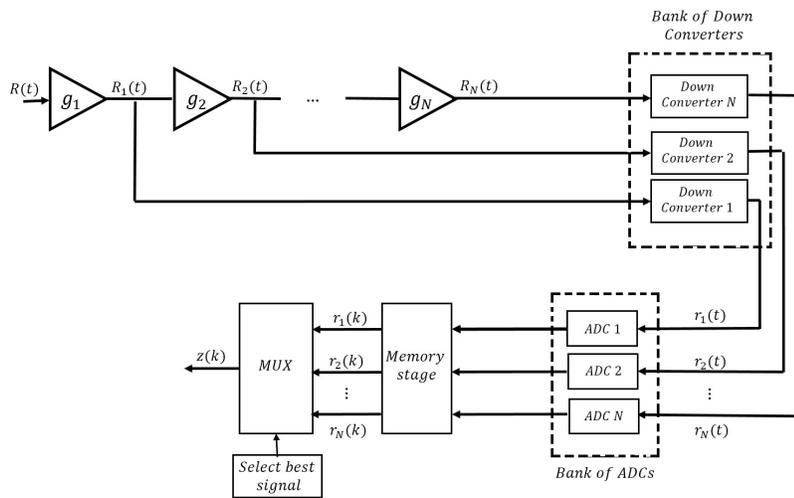


Figura 3.10: Estructura del AGC propuesto en [6].

Diremos que la mejor etapa es aquella que tenga la máxima relación señal a ruido de cuantificación (SQNR) de las ventanas que se tomaron por etapa de amplificación. Para el cálculo de SQNR depende de muchos factores, por menciono algunos como la función de densidad de probabilidad de las amplitudes de la señal de entrada y en particular de la varianza de la distribución, el número de bits usados por el ADC, la distribución de los niveles de decisión en el cuantizador entre otros.

Para comenzar el cálculo de la SQNR, supongamos un ADC de  $b$  bits, una PDF para una señal de entrada definida de la siguiente manera  $f_r(r)$ , una varianza  $\sigma_r^2$  y la SQNR definida

como:

$$s(\sigma_r^2) = \frac{\sigma_r^2}{\sigma_n^2} \quad (3.3)$$

donde  $\sigma_n^2$  es la potencia del ruido de cuantificación, el cual puede dividirse en la componente granular y de sobrecarga (overload) [6].

$$\sigma_n^2 = \sigma_{n(\text{granular})}^2 + \sigma_{n(\text{overload})}^2 \quad (3.4)$$

donde

$$\sigma_{n(\text{granular})}^2 = \sum_{j=2}^{L-1} \int_{r_j}^{r_{j+1}} (r - q_j)^2 f_r(r) dr + 2 \int_{r_L}^{r_{ol}} (r - q_L)^2 f_r(r) dr \quad (3.5)$$

$$\sigma_{n(\text{overload})}^2 = 2 \int_{r_{ol}}^{\infty} (r - q_L)^2 f_r(r) dr \quad (3.6)$$

$L$  es el número de niveles de cuantificación,  $q_j$  y  $r_j$  representan los niveles de cuantificación y decisión respectivamente. Además, tenemos que  $r_{ol}$  es el nivel de sobrecarga o saturación.

Para obtener una expresión simple de forma cerrada, decimos que la PDF de la señal de entrada,  $f_r(r) \forall |r| < r_{ol}$  se ha asumido uniformidad entre los intervalos de cuantificación. La aproximación es muy buena cuando el número de bits es grande ( $b = 8$ ). Entonces con estas suposiciones el ruido de cuantificación es

$$\sigma_{n(\text{granular})}^2 = \frac{\Delta^2}{12} \text{erf} \left( \frac{r_{ol}}{\sqrt{2\sigma_r^2}} \right) \quad (3.7)$$

$$\sigma_{n(\text{overload})}^2 = (q_L^2 + \sigma_r^2) \text{erfc} \left( \frac{r_{ol}}{\sqrt{2\sigma_r^2}} \right) + \frac{\sqrt{2\sigma_r^2}(r_{ol} - 2q_L)}{\sqrt{\pi}} e^{-\frac{r_{ol}^2}{2\sigma_r^2}} \quad (3.8)$$

Donde  $\Delta = \frac{r_{ol}}{2^{b-1}}$  es el tamaño de los intervalos de cuantificación. Sustituimos 3.4 y 3.5 en 3.2 y 3.3 para obtener la expresión cerrada para  $\sigma_r^2$ .

Observemos que estos cálculos se tiene que realizar para cada etapa de amplificación y por el número de ventanas realizadas: Por tal motivo se creo una función en la que solo se

le proporciona las potencias ( $\sigma_r^2$ ) de las etapas y se calcula la SQNR. Para nuestro caso se encontró primero la curva de SQNR con las ecuaciones 3.4 y 3.5 con los parámetros de la tabla 3.1.

Parámetro	Valor	Descripción
$b$	12 bits	Resolución en bits del ADC
$r_{ol}$	3.3 volts	Nivel de saturacion
$\Delta$	0.0016	Tamaño del intervalos de cuantificación
$q_L$	3.2992	Niveles de cuantificación

Tabla 3.1: Parámetros para el calculo de la SQNR por etapa de amplificación.

La curva que se obtiene al sustituir estos valores en las ecuaciones 3.7 y 3.8 cerradas se muestra en la figura 3.11.

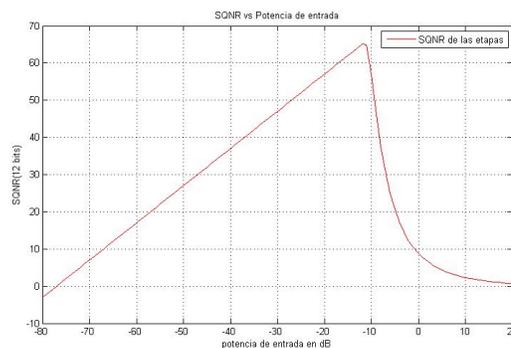


Figura 3.11: Curva de SQNR con  $b = 12$ .

Podemos observar de la figura 3.11 que tiene dos regiones la curva. La primera región que se distingue es lineal la cual, el máximo global de está curva, toma valores más grandes dependiendo de la resolución de bits que se utilice. Y la segunda región es parecida a una exponencial negativa que decrece muy rápido. Los puntos que se encuentren en la región lineal

y cerca del máximo de la curva son las etapas que tiene mejor SQNR. Por otro lado, si los puntos están en la región no lineal significa que están en saturación esas etapas. Otro caso que puede ocurrir es que se tenga una etapa en la región no lineal pero muy cerca al máximo de la curva. Si no existe otro punto más cercano que el ultimo mencionado, entonces, es seleccionado como la etapa con mejor SQNR.

Consideremos el siguiente ejemplo donde tomaremos una señal recibida y se desea elegir la mejor etapa.

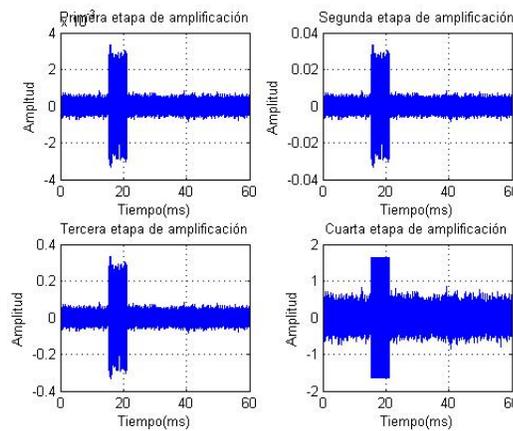


Figura 3.12: Etapas de amplificación del receptor.

De la señal retardada 15ms, al considerar una distancia de 22.5 m (véase figura 3.9). Cuando llega al receptor se le agrega ruido Gaussiano Blanco Aditivo (AWGN). Esta señal es amplificada por las cuatro etapas del receptor (en la figura 3.12 se encuentra la señal en un *spam* de tiempo de 60ms) y se calcula la potencia por ventana de observación. Si la ventana tiene 3150 muestras, lo cual es igual a 3.15 ms por la frecuencia de muestreo que se esta utilizando ( $F_s = 1M\text{sps}$ ). Significa que por etapa tenemos 19 ventanas y por tanto, 19 valores de potencias (véase la figura 3.13).

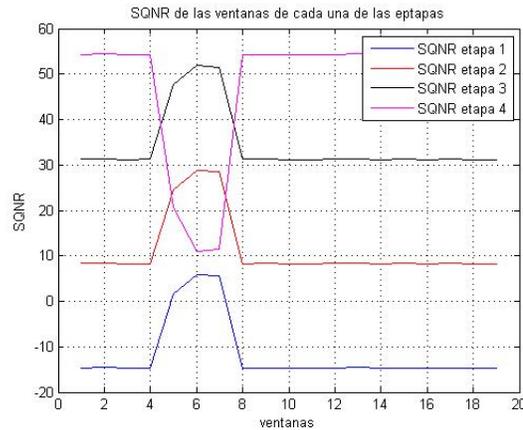


Figura 3.13: Potencias de las ventanas de observación por etapa de amplificación.

Después estos valores de potencia obtenidos son acomodados en un arreglo y sustituidos en las ecuaciones 3.7 y 3.8 para calcular la SQNR de la ventana de observación para cada etapa. En la figura 3.14 se muestra la comparación de los puntos de SQNR encontrados en la sexta ventana de cada etapa de amplificación y la curva de SQNR con  $b = 12$ .

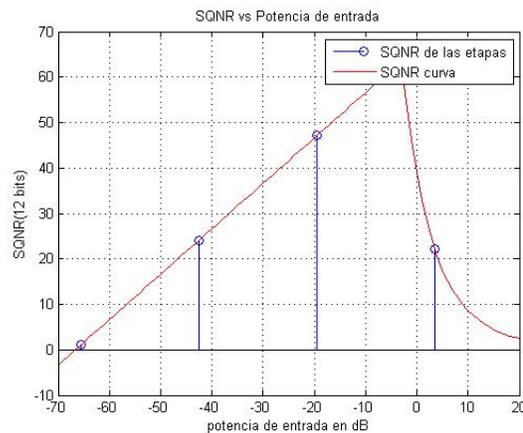


Figura 3.14: Comparación de SQNR de las etapas de amplificación y la curva de SQNR con  $b = 12$ .

Se mostró y se le dio más importancia a la figura 3.14 respecto a las SQNR encontradas en otras ventanas por lo siguiente:

De acuerdo a 3.13, muestra que en todas las ventanas la etapa que presenta mayor SQNR es la cuarta, a excepción de la quinta ,sexta y séptima ventana. La etapa 3 tiene una mayor SQNR en estas últimas ventana; situación que también se presenta en la figura 3.14.

Con lo anterior decimos que las etapas que fueron seleccionadas son:

- Primera etapa: Niguna ventana.
- Segunda etapa: Niguna ventana.
- Tercera etapa: Se eligieron las ventanas 5,6 y 7.
- Cuarta etapa: Todas las ventanas a excepción la 5,6 y 7.

Ya seleccionadas las ventanas que se utilizaron para el tratamiento de recuperación de la información. Estas últimas se van concatenando en un arreglo nuevo para formar una nueva señal llamada  $z(k)$  ( véase el esquema del AGC ) . Por lo tanto tendremos una señal  $z(k)$  construida de 19 ventanas con diferentes ganancias (figura 3.15). Estas diferencias en ganancia generan discontinuidades de la señal resultante que visualmente parecerá una modulación en amplitud.

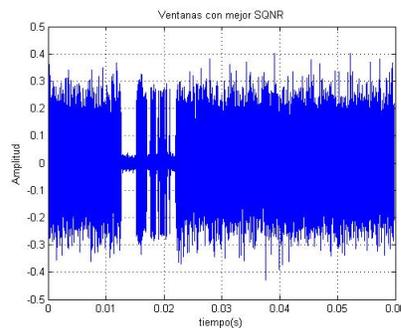


Figura 3.15: Señal  $z(k)$  compuesta por ventanas.

Como parte de la selección de las etapas por ventana, se simuló el MUX (figura 3.16 ) del esquema del AGC propuesto (figura 3.10), para verificar de que ventanas de las etapas está compuesto  $z(k)$ . En este caso es claro que fue la etapa 3 y 4 con mejor SQNR. Para emparejar

estas discontinuidades se dividió por 10 la ganancia de la etapa 4 para que fuera igual a la ganancia de la etapa 3. Recordemos que para este diseño, las ganancias de las etapas existe un factor multiplicativo de 10 entre ellas.

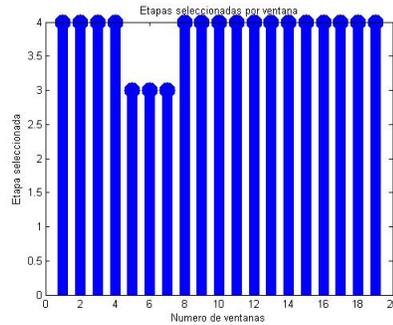


Figura 3.16: Representación de la selección de la mejor etapa del MUX.

Finalmente en la figura 3.17, se muestra la señal  $z(k)$  al emparejar estas ganancias.

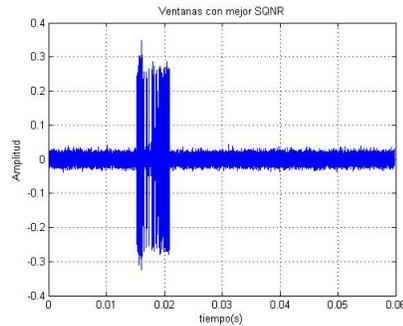


Figura 3.17: Señal  $z(k)$  compuesta por ventanas con el emparejamiento de ganancias.

### 3.3.2. Demodulación

Con  $z(k)$  construida, ahora podemos empezar el tratamiento para recuperar la información. Primero es necesario regresar a banda base la señal que se recibió en el receptor, es decir, la señal que fue modulada con una portadora a una frecuencia de 66.6667 kHz en el transmisor, debe ser regresada a cero en el eje de la frecuencia. Para lo anterior, considere el siguiente esquema de la figura 3.18:

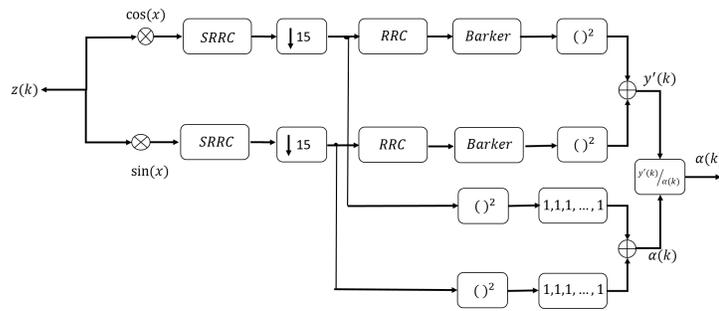


Figura 3.18: diagrama a Bloques de la simulación del receptor.

La señal  $z(k)$  es multiplicada por un *seno* y un *coseno* como parte del proceso de regresar a banda base la señal recibida. La razón de las dos ramas es debida a los desfases que la señal puede tener; es decir, habrá en ocasiones que el desfase será tal que si solo se contara con la rama del *coseno* no seríamos capaces de recuperar la información.

Para ilustrar mejor este fenómeno se encontraron los espectros a la salida de las dos multiplicaciones. Elegimos un caso particular con una distancia de 22.5 metros y un retardo de 15ms, y para este caso tenemos los resultados de la figura 3.19.

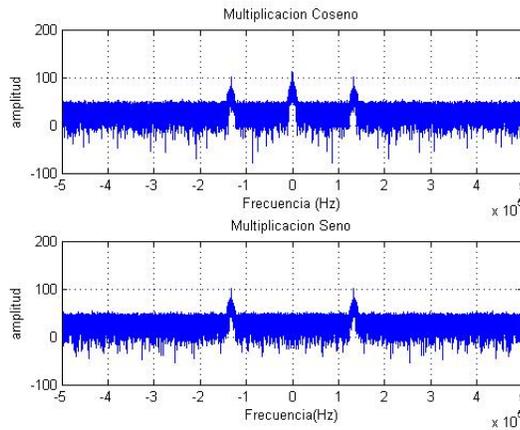


Figura 3.19: Espectros del filtrado con SRRC a la señal recibida.

En los dos espectros podemos apreciar 2 componentes a el doble de la frecuencia con la que se transmitió (128 kHz); sin embargo, en el espectro que corresponde a la multiplicación

por el *coseno*, se obtuvo una componente en banda base, mientras que para la figura que corresponde a la multiplicación de la señal  $z(k)$  por un *seno* no se obtiene ningún pico de señal alrededor de esta banda. Analíticamente tenemos lo siguiente:

Consideremos un sistema de comunicaciones más simple. Supongamos que la señal transmitida es  $x(t) = A(t)$  y que para transmitirla por el medio con ayuda de nuestro transductor la modulamos a 66.667 kHz. Tenemos que la señal enviada es:

$$x(t)\cos(\omega t + \phi) \quad (3.9)$$

donde  $\omega$  es  $2\pi f$ ,  $f = 66,6667$  kHz y  $\phi$  es una fase desconocida que se agrega a la señal *coseno* para indicar que se recibirá en el receptor con un retardo. Después, en el receptor se vuelve a multiplicar por un *coseno*, entonces,

$$A(t)\cos(\omega t + \phi)\cos(\omega t) \quad (3.10)$$

Por la identidad trigonométrica

$$\cos(\alpha + \beta) = \cos(\alpha)\cos(\beta) - \sin(\alpha)\sin(\beta) \quad (3.11)$$

tenemos que

$$A(t)\cos(\omega t + \phi)\cos(\omega t) = A(t)[\cos(\omega t)\cos(\phi) - \sin(\omega t)\sin(\phi)]\cos(\omega t) \quad (3.12)$$

realizando operaciones y reacomodando tenemos lo siguiente

$$A(t)\cos(\omega t + \phi)\cos(\omega t) = A(t)[\cos^2(\omega t)\cos(\phi) - \sin(\omega t)\cos(\omega t)\sin(\phi)] \quad (3.13)$$

Usando nuevamente identidades trigonométricas la señal es igual a

$$A(t)\cos(\omega t + \phi)\cos(\omega t) = \frac{A(t)}{2}\cos(\phi) + \frac{A(t)}{2}\cos(2\omega t)\cos(\phi) - \frac{A(t)}{2}\sin(2\omega t)\sin(\phi) \quad (3.14)$$

De la ecuación (3.14), podemos resaltar las componentes al doble de la frecuencia de transmisión (  $\cos(2\omega t)$  y  $\sin(2\omega t)$  ) y la componente en banda base  $\frac{A(t)}{2}\cos(\phi)$ . Si se realiza el mismo procedimiento para la multiplicación del *seno*, se obtiene la siguiente expresión:

$$A(t)\cos(\omega t + \phi)\sin(\omega t) = -\frac{A(t)}{2}\sin(\phi) + \frac{A(t)}{2}\cos(2\omega t)\sin(\phi) + \frac{A(t)}{2}\sin(2\omega t)\cos(\phi) \quad (3.15)$$

Un caso particular donde el desfase es igual a cero; es decir, que  $\phi$  es igual a cero. De la ecuación (3.14) y (3.15) tenemos que

$$A(t)\cos(\omega t + \phi)\cos(\omega t) = \frac{A(t)}{2} + \frac{A(t)}{2}\cos(2\omega t) \quad (3.16)$$

$$A(t)\cos(\omega t + \phi)\sin(\omega t) = \frac{A(t)}{2}\sin(2\omega t) \quad (3.17)$$

Lo que significa es que en la rama del *coseno* tendremos las componentes al doble de la frecuencia y la que está en banda base. En el caso de la rama del *seno* solo tendremos las componentes al doble de la frecuencia de transmisión (este caso corresponde a el espectro mostrado en la figura 3.19). En particular, con este desfase podemos recuperar la información de la rama *coseno*, sin embargo, ¿Qué sucede con un retardo que provoque un desfase de 90 grados o mayor?. Observemos lo que sucede con las ecuaciones (3.14) y (3.15) si  $\phi$  es de 90 grados.

$$A(t)\cos(\omega t + \phi)\cos(\omega t) = -\frac{A(t)}{2}\sin(2\omega t) \quad (3.18)$$

$$A(t)\cos(\omega t + \phi)\sin(\omega t) = -\frac{A(t)}{2} + \frac{A(t)}{2}\cos(2\omega t) \quad (3.19)$$

Lo cual nos dice que para la dos ramas *coseno* y *seno* tendremos las componentes al doble de la frecuencia con la única diferencia de que en rama del *seno* si se encontró la componente en banda base. Esto lo podemos corroborar con la simulación. En la figura 3.20 se muestra los espectros de las dos ramas para este desfaseamiento.

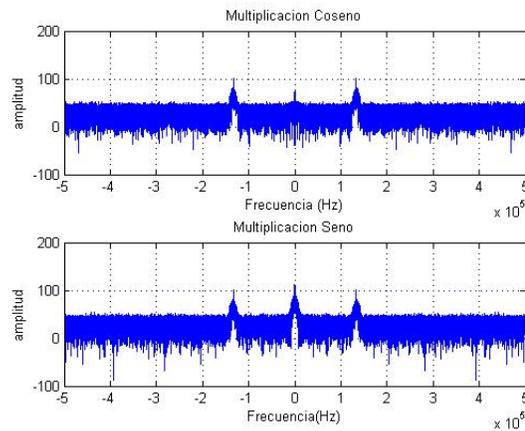


Figura 3.20: Espectros de las ramas con un retardo de  $\phi = 90^\circ$ ).

Al final de la simulación se construyó símbolos complejos para dibujar en el plano complejo las constelaciones y observar estos desfaseamientos.

Después, tenemos el filtro SRRC como filtro acoplado de acuerdo al esquema 3.18. Con este último se filtraron las componentes al doble que se general cuando se multiplicó por *seno* y *coseno*, además de que mejora la SNR y ayuda a mitigar ISI. Siguiendo con el ejemplo en donde se tiene un retardo de 15ms. En la figura 3.21 se muestra la señal hasta este punto en las dos ramas. Podemos observar que en la rama del *coseno* se aprecia la señal transmitida, por otro lado, en la rama del *seno* tenemos otra señal que hasta cierto punto podemos decir que es ruido.

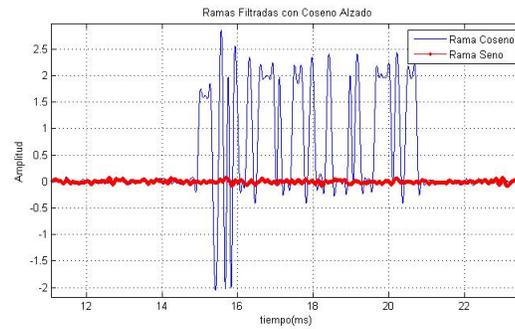


Figura 3.21: Recuperación de datos ( Filtro Acoplado).

y el espectro para este caso se muestra en la figura 3.22.

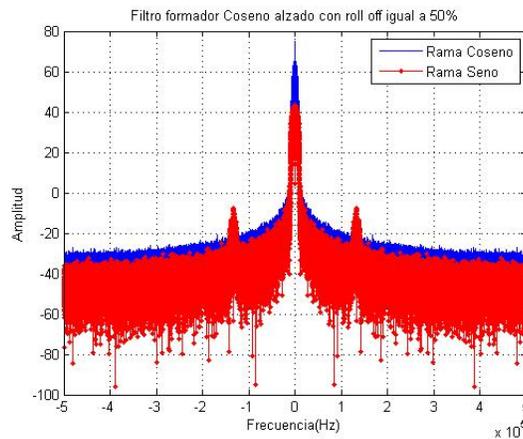


Figura 3.22: Espectro después del filtraje del filtro acoplado.

Podemos ver que con el filtro en la figura anterior se atenuó las componentes a el doble de la frecuencia portadora (por debajo de los 0 dBs). Únicamente sobreviviendo la componentes en banda base que es la que se desea.

### 3.3.3. Decimación

Hasta el momento, se ha dicho que el procesamiento por ventanas de observación ayuda a hacer la carga de tareas del DSP más pequeña, de modo que el tiempo de latencia del

sistema sea lo más pequeño posible. Sin embargo, por la restricción que se tiene del tamaño de memoria del DSP, se realizó una decimación de la señal recibida para hacer una mejor gestión del recurso.

El factor de decimación es de 15 como lo muestra el esquema de la figura 3.18) en la simulación. Esta decimación no afecta al sistema si se elige el factor de decimación cumpliendo con el teorema de Niquist.

La cantidad de muestras que se tenía hasta el proceso de demodulación es de 59850 muestras. Con la decimación se obtuvieron 3990 muestras, lo cual es mucho más amigable para el DSP. En la figura 3.23 se muestra la decimación de la señal que se encuentra en la figura 3.21.

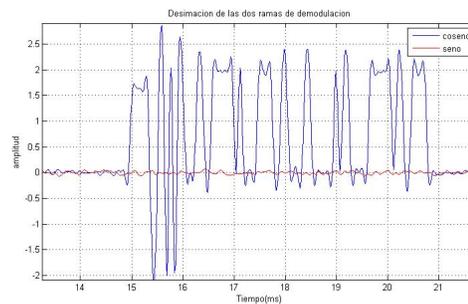


Figura 3.23: Decimación del filtraje ( *MatchFilter* ).

Lo que significa que de aquí en adelante (de acuerdo a el esquema de la figura 3.18) el número de muestras por símbolo ahora será de 5 *muestras/smbolo* de las 75 que se tenían originalmente.

### 3.3.4. Sincronización

Una vez que se tiene las ventanas elegidas y decimadas, se realizó el correspondiente tratamiento de señal para recuperar la información. El problema que se presenta ahora es elegir el instante de tiempo exacto para recuperar los símbolos de la señal decimada (figura 3.23). En otras palabras, la señal que fue recibida en una de las ventanas que se tomó del

canal de comunicaciones. Se tiene que recuperar la información adquiriendo los símbolos en su periodo correcto. Para esto, la correlación nos ayudó a encontrar el instante de tiempo correcto. Los bloques llamados *RRC* y *Barker*, de acuerdo a el esquema de la figura 3.18, en este lugar del diagrama se realiza la autocorrelación.

Es importante mencionar que la correlación fue efectuada a partir de dos operaciones. La primera fue la convolución de la respuesta impulsiva de un filtro Coseno Alzado (bloque RRC) y la señal  $z(k)$  (se obtiene  $g(k)$  de acuerdo a la figura 3.24). Después, la convolucion de  $g(k)$  con la secuencia Barker de longitud 13 para obtener  $h(k)$  (entonces el filtro de Coseno Alzado que le sigue a la decimación tendrá una longitud de 8 símbolos con 5 muestras por cada uno de ellos. De igual modo, la secuencia Barker tendra 5 muestras por símbolo).

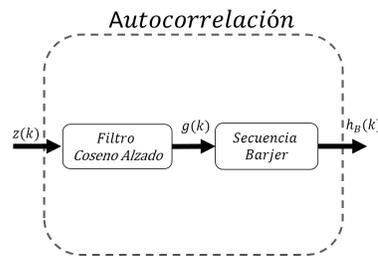


Figura 3.24: Composición del bloque Barker (esquema de la figura 3.18).

Esto es realizable ya que la convolución y la autocorrelación son algoritmos equivalentes. En la convolución una de las secuencias es reflejada y desplazada en tiempo para realizar las multiplicaciones con la otra secuencia, mientras que en la autocorrelación involucra las mismas operaciones excepto que no se refleja ninguna de las secuencias [7]. Por lo tanto, para no afectar el resultado de la convolución, primero se reflejará la secuencia Barker respecto al eje de las ordenadas para así obtener una autocorrelación cruzada como resultado. En la figura 3.25 se muestra las autocorrelaciones obtenidas en las dos ramas.

la obtención de  $h_B(k)$  se pudo haber realizado en un solo bloque, es decir, tener la secuencia Barker ya filtrada con el Coseno Alzado y solo realizar una operación de esta secuencia con la señal  $z(k)$ . El problema que se tenía es que la respuesta impulsiva de la secuencia Barker ya filtrada era muy larga, por tal motivo se consideró hacerla en dos partes para

reducir la longitud de la respuesta impulsiva total de estos dos bloques.

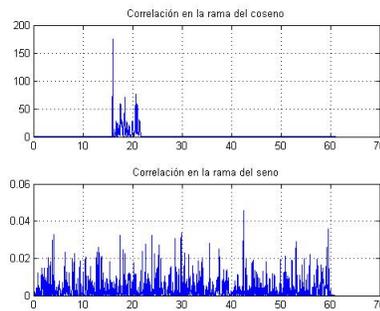


Figura 3.25: Correlaciones de las dos ramas.

El resultado de esta autocorrelación presentó un pico de amplitud grande, indicando el momento en el cual se encuentran totalmente empalmadas las dos secuencias y se comenzó a tomar muestras a tiempo de símbolo (figura 3.25).

Obsérvese que en la rama del *coseno* sí se obtuvo un pico máximo en los 15 ms, mientras que en la rama del *seno* no se distingue nada y esto es por el desfase que tiene la señal.

El siguiente bloque del esquema de la figura 3.18 es la normalización de la autocorrelación (el valor del pico máximo de correlación sea igual a uno). Esto último es para elegir picos máximos verdaderos mediante un umbral de decisión. Por ejemplo, si el umbral se dice que es 0.6 de amplitud. Entonces todas los picos de autocorrelacion que se encuentren por debajo de 0.6 de amplitud serán descartados. En caso contrario, si se encuentra un pico por encima del umbral es un pico máximo verdadero.

El procedimiento de la normalización es el siguiente:

La respuesta al impulso de  $h_B(k)$  debe estar normalizada en energía.

$$h_B(k) = \sqrt{\frac{h_B(k)}{\sum_{j=0}^{N-1} h_B^2(k)}} \quad (3.20)$$

Después, se elevan al cuadrado y se suman estas dos correlaciones para obtener  $y'(k)$  en la figura 3.18.

Por otro lado tenemos a  $\alpha(k)$  la cual es una suma de los cuadrados de las señales decimadas convolucionadas con dos filtros (con todos sus taps iguales a uno) de longitud igual a  $h_B(k)$ .

Al dividir  $y'(k)$  entre  $\alpha(k)$  normalizaremos la suma de estas correlaciones (véase la figura 3.26 ).

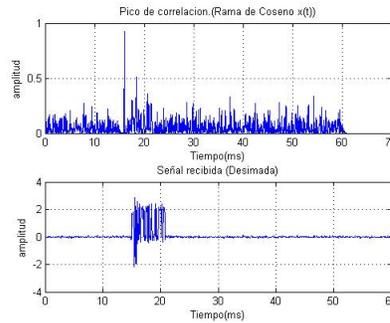


Figura 3.26: Correlaciones normalizada y señal recibida.

Podemos notar de la figura 3.26 que el máximo del pico de autocorrelación se encuentra justo en el tiempo que tiene de retardo la señal transmitida (15 ms).

Recapitulando, el procesamiento por ventana es el siguiente:

- obtención de la ventanas de observación
- Selección de etapas optimas a partir de la SQNR (construcción de la señal  $z(k)$ )
- Demodulación (Multiplicacion de *seno* y *coseno* y filtrado con SRRC)
- Autocorrelación de la señal obtenida a la salida del proceso anterior(demodulación)y el filtro Coseno Alzado con la secuencia Barker de longitud 13
- Normalizar la autocorrelación, ubicación del máximo global y obtener los datos a partir del retardo indicado por el pico de autocorrelación.

Ahora que ya tenemos el pico de autocorrelación, se procede a encontrar los símbolos desde el tiempo que tiene este pico máximo. En la figura 3.27 se observan los símbolos obtenidos a partir del retardo de 15ms.

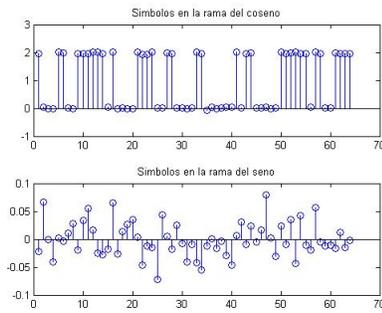


Figura 3.27: Símbolos obtenidos.

Finalmente se formaron números complejos con estos símbolos obtenidos; los de la rama *coseno* representan la parte real y los símbolos del *seno* son la parte imaginaria. Por lo tanto, la constelación para este retardo luce de la siguiente manera:

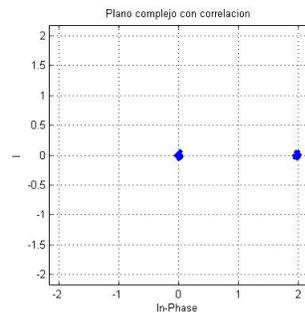


Figura 3.28: Constelación para un retardode 15ms.

Veamos ahora la constelación para otros retardos.

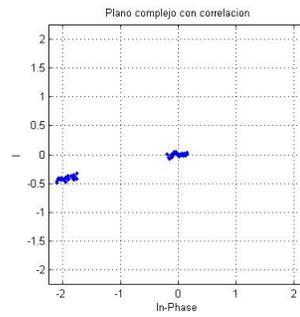


Figura 3.29: Constelación con un desfase de 180 grados.

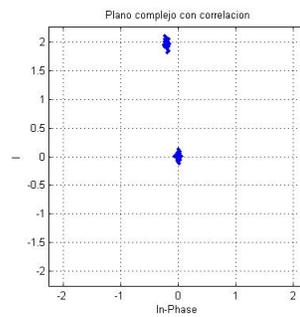


Figura 3.30: Constelación con un desfase de 90 grados.

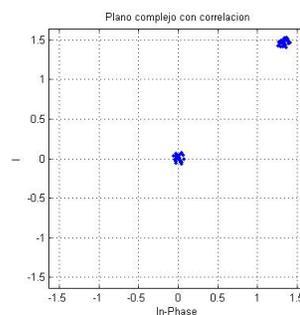


Figura 3.31: Constelación con un desfase de 45 grados.

Podemos observar de las constelaciones anteriores los retardos de la señal debido a diferentes distancias; los cuales provocan desfases en la señal. Estos desfases se pueden

observar en el plano complejo, por ejemplo, la constelación de la figura 3.29, la señal tiene un desfase de 180 grados.

Por cuestiones de resolución en la simulación no era posible tener 90 y 180 grados exactos.

# CAPÍTULO 4

## Estructura y programación del firmware del sistema

En este capítulo se abordará la estructura con la que se programó en el DSP tanto el transmisor como el receptor. Se hablará a detalle de los algoritmos que se utilizaron para disminuir la carga computacional al DSP.

Para verificar las rutinas en C de la implementación en el DSP del transmisor y el receptor, se fueron generando archivos con formato .txt, mediante las instrucciones *fopen* y *fprintf* para guardar los arreglos de datos obtenidos como resultado de cada procesamiento. Y se comparó con los resultados obtenidos en la simulación en Matlab descrita en el capítulo 3.

### 4.1. Implementación del Transmisor

La rutina en C del transmisor está constituida por 3 principales operaciones de procesamiento. En la figura 4.1 se muestra un pequeño diagrama a bloques con estas operaciones. En las siguientes secciones se abordarán con mayor detalle.

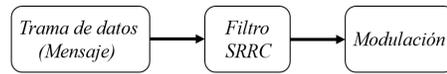


Figura 4.1: Diagrama a bloques de la implementación del transmisor.

#### 4.1.1. Trama de Datos (mensaje)

Para la transmisión de la trama ,primero, los datos son generados por una interface en Matlab de forma aleatoria, y después son enviados a la tarjeta TAdsp28335 mediante puerto serial. Los mensajes se guardaron en localidades de memoria de la tarjeta de aprendizaje para su futuro procesamiento.

En la interface se escribieron los mensajes y estos se convierten a ASCII y luego a binario. EL número correspondiente en ASCII de cada letra se traduce en 8 bits, es decir, podemos llevar hasta 8 letras por trama. Después, se agregó al principio de los datos la secuencia Barker para finalmente tener la trama completa.

#### 4.1.2. Filtro SRRC

Con la trama de datos lista, se realizó la convolución de los datos con el filtro formador Raíz Cuadrada Coseno Alzado. Sin embargo, para reducir la latencia de esta operación se usó un algoritmo que realiza la convolución aprovechando el sobre muestreo de los datos para disminuir la cantidad de sumas y multiplicaciones.

Para comenzar a describir este algoritmo, observemos primero el siguiente resultado. Considere las siguientes secuencias:

$$\begin{aligned}
 h(k) &= [h_0, h_1, h_2] \\
 x(k) &= [x_0, x_1, x_2, \dots]
 \end{aligned}
 \tag{4.1}$$

De de la definición de la convolución  $y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k)x(n-k)$ , donde  $N$  es la longitud de la secuencia  $h(k)$  y  $y(n)$  es la salida en el instante  $n$ . Veamos algunas salidas al convolucionar las secuencias de 4.1.

$$\begin{aligned}
 y(0) &= h_0x_0 + h_1x_{-1} + h_2x_{-2} \\
 y(1) &= h_0x_1 + h_1x_0 + h_2x_{-1} \\
 y(2) &= h_0x_2 + h_1x_1 + h_2x_0 \\
 y(3) &= h_0x_3 + h_1x_2 + h_2x_1 \\
 y(4) &= h_0x_4 + h_1x_3 + h_2x_2 \\
 &\vdots
 \end{aligned} \tag{4.2}$$

$$y(k) = h_0x_k + h_1x_{k-1} + h_2x_{k-2} \tag{4.3}$$

Observemos que los coeficientes de  $h(k)$  se mantienen para todo valor de  $n$ . Mientras que los de  $x(k)$  van desplazándose uno a la vez cada que  $n$  se incrementa en uno. Las salidas anteriores las podemos escribir de la siguiente manera:

Para  $n = 0$ :

$$\begin{bmatrix} x_0 & x_{-1} & x_{-2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_0 \\ h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} \tag{4.4}$$

Para  $n = 1$ :

$$\begin{bmatrix} x_1 & x_0 & x_{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_0 \\ h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} \tag{4.5}$$

Para  $n = 2$ :

$$\begin{bmatrix} x_2 & x_1 & x_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_0 \\ h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} \tag{4.6}$$

Para  $n = 3$ :

$$\begin{bmatrix} x_3 & x_2 & x_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_0 \\ h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

Para  $n = 4$ :

$$\begin{bmatrix} x_4 & x_3 & x_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_0 \\ h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

Con esta observación y con las características de nuestro filtro Coseno Alzado se construirá una matriz con sus coeficientes, aprovechando el sobre muestreo que tienen los datos.

La respuesta impulsiva del Filtro Coseno Alzado se caracteriza por tener cruces por cero de forma periódica, lo cual significa que tenemos un mismo número de muestras entre los cruces por cero. Para poder comprender como se está reduciendo la cantidad de operaciones, considere las siguientes secuencias:

$$\begin{aligned} h(k) &= [0111011111110111] \\ x(-k) &= [0001000100010001] \end{aligned} \quad (4.9)$$

Donde  $h(k)$  representa la respuesta impulsiva de un filtro Coseno alzado de 4 símbolos con 3 muestras por cada uno. Luego tenemos  $x(k)$ , la cual representa la secuencia de datos sobremuestreada por un factor de 3. De acuerdo a la definición de la convolución tenemos que la primera salida es:

$$y(k) = x_3h_3 + x_7h_7 + x_{11}h_{11} + x_{15}h_{15} \quad (4.10)$$

Si realizamos varios desplazamientos de  $x(k)$  de acuerdo a la definición de la convolución obtenemos lo siguiente:

Para un primer desplazamiento de  $x(k)$  hacia la izquierda, es decir,  $x(-1 - k)$  tenemos que

$$h(k) = [0111011111110111]$$

$$x(-1 - k) = [0010001000100010]$$

entonces la salida es:

$$y(1 - k) = x_3h_2 + x_7h_6 + x_{11}h_{10} + x_{15}h_{14} \quad (4.11)$$

Podemos observar que los índices en donde la secuencia  $x(k)$  es igual a cero pueden ser descartados ya que no proporcionan ninguna información (se reduce el número de sumas y multiplicaciones por cada valor de  $n$ ). Veamos otras salidas con diferentes desplazamientos de  $x(k)$ .

para  $x(-2 - k)$

$$h(k) = [0111011111110111]$$

$$x(-2 - k) = [0100010001000100]$$

la salida es

$$y(-2 - k) = x_3h_1 + x_7h_5 + x_{11}h_9 + x_{15}h_{13} \quad (4.12)$$

finalmente para  $x(-3 - k)$

$$h(k) = [0111011111110111]$$

$$x(-3 - k) = [1000100010001000]$$

La salida es

$$y(-3 - k) = x_3h_0 + x_7h_4 + x_{11}h_8 + x_{15}h_{12} \quad (4.13)$$

Es necesario realizar más iteraciones para que el último dato que ingreso salga. Por ejemplo, si realizamos un retardo más,  $x(-4 - k)$ , entonces

$$\begin{aligned} h(k) &= [0111011111110111] \\ x(-4 - k) &= [0001000100010000] \end{aligned} \quad (4.14)$$

Notemos que en  $x(-4 - k)$  se rellenó con un cero al final de la secuencia. La convolución finaliza cuando la secuencia  $x(-k)$  este constituida de ceros, es decir, cuando la secuencia  $x(k)$  tenga un retardo de  $x(-16 - k)$ .

$$\begin{aligned} h(k) &= [0111011111110111] \\ x(-4 - k) &= [0000000000000000] \end{aligned} \quad (4.15)$$

Resumiendo las salidas encontradas

$$\begin{aligned} y(-k) &= x_3h_3 + x_7h_7 + x_{11}h_{11} + x_{15}h_{15} \\ y(-1 - k) &= x_3h_2 + x_7h_6 + x_{11}h_{10} + x_{15}h_{14} \\ y(-2 - k) &= x_3h_1 + x_7h_5 + x_{11}h_9 + x_{15}h_{13} \\ y(-3 - k) &= x_3h_0 + x_7h_4 + x_{11}h_8 + x_{15}h_{12} \end{aligned}$$

Estas salidas pueden reescribirse de la siguiente forma matricial:

$$\begin{bmatrix} y_k \\ y_{1-k} \\ y_{2-k} \\ y_{3-k} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_3 & x_7 & x_{11} & x_{15} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_3 & h_2 & h_1 & h_0 \\ h_7 & h_6 & h_5 & h_4 \\ h_{11} & h_{10} & h_9 & h_8 \\ h_{15} & h_{14} & h_{13} & h_{12} \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

Nótese que la matriz está compuesta por todos los coeficientes del filtro. Las dimensiones de la matriz dependen del número de símbolos que tiene el filtro y el factor de sobremuestreo.

Los coeficientes de  $x(k)$  distintos de cero se desplazan una posición a la vez hacia la izquierda. Cuando los símbolos del mensaje terminan, se rellenará al final con ceros para sacar los datos que aún quedan en memoria y completar la convolución.

En el caso de nuestro sistema, se está utilizando un filtro con una longitud igual a 8 símbolos con 75 muestras cada uno, es decir, 75 muestras entre los cruces por cero (véase figura 4.2).

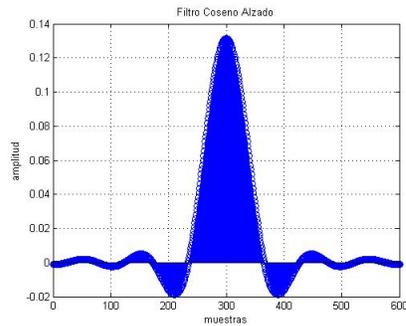


Figura 4.2: Respuesta impulsiva del filtro Raíz de Coseno Alzado.

La matriz que se construyó con el análisis descrito anteriormente fue de  $8 \times 75$  lo que hace un total de 600 coeficientes. Esta matriz fue capturada en la rutina de C para el transmisor.

Este algoritmo fue realizado primero en Matlab para compararlo con la rutina que se hizo en C (véase figura 4.3).

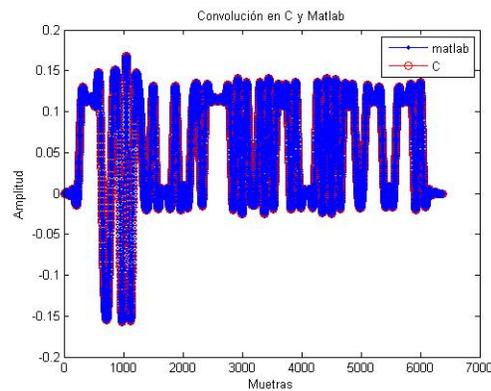


Figura 4.3: Comparación de convoluciones empleando el algoritmo.

### 4.1.3. Modulación

Para la modulación se realizó un programa en Matlab de un tono a 65kHz con una frecuencia de muestreo igual a 1MHz.

Para realizar la multiplicación de las muestras de la convolución y las del tono, forzosa-mente deben ser arreglos del mismo tamaño (en el caso del arreglo del tono serían muestras de varios ciclos de este mismo). El problema que se presento, fue el espacio disponible de memoria de la tarjeta TAdsp28335. Para reducir la cantidad de memoria utilizada, se consideró tomar solamente las muestras de un ciclo del tono. Estas muestras se fueron multiplicando de manera repetida hasta cubrir la longitud de la convolución anteriormente realizada. En la figura 4.4 se muestra una comparación de la modulación realizada en Matlab y C.

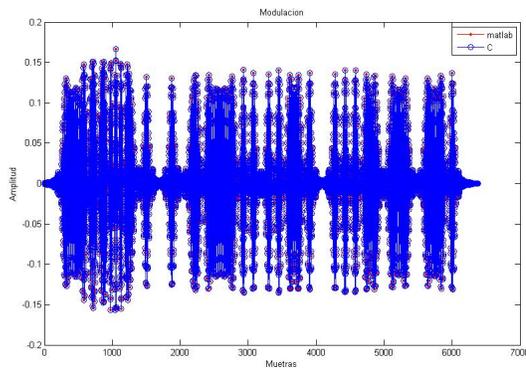


Figura 4.4: Comparación de modulaciones en Matlab y C.

Finalmente, lo que resta por hacer es la cuantificación de esta señal modulada para mandarlos al DAC LTC1666 con el que se han estado realizando las pruebas. El número de niveles de cuantificación es de 4096 por los 12 bits que maneja el DAC.

### 4.1.4. Transmisión de la señal

La señal cuantificada de la sección anterior fue transmitida en ráfagas; es decir, se mandó cada  $t$  segundos de tiempo de espera. Para realizar esto se configuró el McBSP (Multichannel Buffered Serial Port) de la tarjeta TAdsp28335 para que transmitiera muestra a muestra la

señal que se procesó a una velocidad de 1 MHz. Primero, el McBSP debe de contar con un reloj de entrada para generar la tasa de muestreo que deseemos ( la fuente puede ser también externa). Una vez seleccionada la velocidad del reloj de entrada, el McBSP cuenta con divisores de frecuencia para obtener distintas velocidades de reloj de salida. La ecuación para obtener el divisor que se requiere es la siguiente:

$$Divs = \frac{SYSCLKOUT}{\left(\frac{T_s}{n}\right)^{-1}} \quad (4.17)$$

donde SYSCLKOUT es el reloj de entrada del generador, que para nuestro caso es de 150MHz,  $T_s$  es el periodo de transmisión, y  $n$  es la cantidad de ciclos por de reloj que se tiene por periodo de transmisión. Por último estos datos son mandados al DAC y finalmente al amplificador de potencia.

En el caso de los tiempos de espera. Se realiza una interrupción al procesador para que comience a contar un *timer*. Este último va contando de manera descendente y, cuando llega a cero, inicializa nuevamente el temporizador con un valor predeterminado que tiene en sus registros para estar preparado para un nuevo conteo cuando se haga una nueva solicitud de interrupción.

Al igual que el McBSP, el *timer* requiere de un reloj de entrada, y este es preescalado, con lo que podremos generar distintos periodos de espera. En nuestro caso se utilizó un reloj de 150MHz, lo cual significa que si se desea un tiempo de espera de un segundo, el valor que se debe cargar en sus registros es de 150 millones de cuentas.

## 4.2. Implementación del receptor

Como se ha mencionado en capítulos anteriores, el receptor trabaja por bloques de datos que son procesados individualmente para recuperar la información. En la implementación del receptor, se utilizó un par de arreglos  $A_1$  y  $A_2$ , de los cuales uno de ellos  $A_1$  captura la señal recibida mientras en el otro  $A_2$  se realiza el procesamiento de adquisición de datos. Después, se intercambian en las tareas, es decir, en  $A_1$  se procesa el bloque de datos y en  $A_2$  se captura

la señal entrante. A esta técnica se le llama “ping-pong”. El tiempo en el que se realiza la conmutación entre los arreglos es igual a la longitud del bloque de muestras por el periodo de muestreo. En la figura 4.5 se muestra un diagrama a bloques del procesamiento que se le realiza al bloque de datos obtenidos con los arreglos  $A_1$  y  $A_2$ .

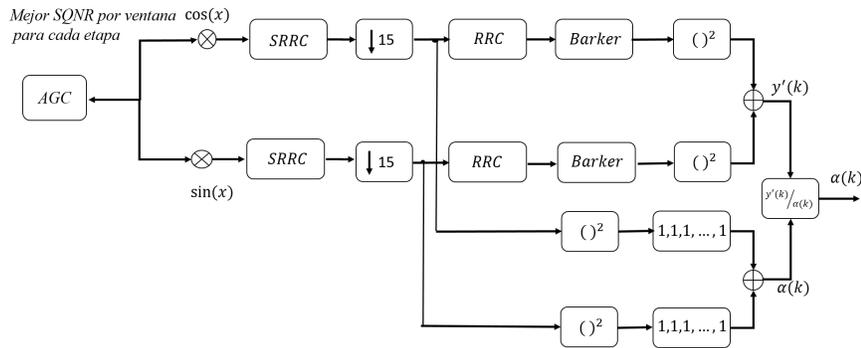
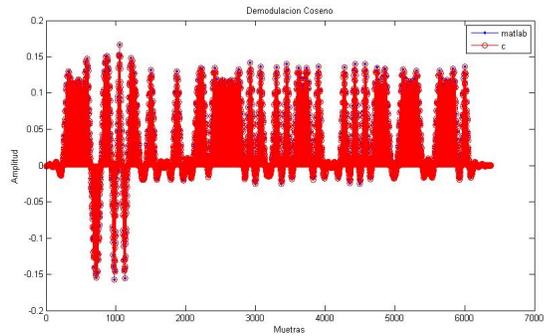
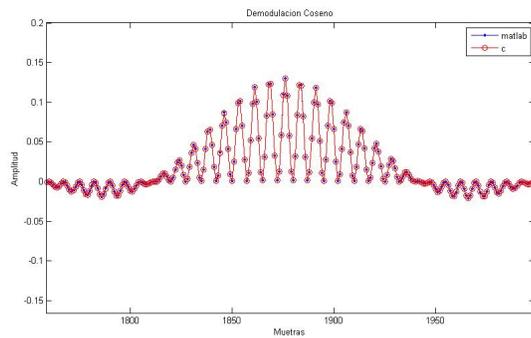


Figura 4.5: Diagrama a bloques del procesamiento en el receptor.

Comenzando con el *AGC*, las cuatro etapas de amplificación son capturadas con los arreglos  $A_1$  y  $A_2$  para seleccionar la mejor etapa con el algoritmo comentado en el capítulo 3 sección 3.3.1. Después, se tiene la demodulación por dos ramas. Al igual que en el transmisor, se capturaron arreglos con muestras que pertenecen a solo un ciclo del *seno* y *coseno* con ayuda de Matlab para no saturar la memoria del DSP con arreglos de dimensiones grandes. En la figura 4.6 y 4.7 se muestra la comparación de la demodulación realizada en la simulación en Matlab y la leída del archivo txt. generado en C.

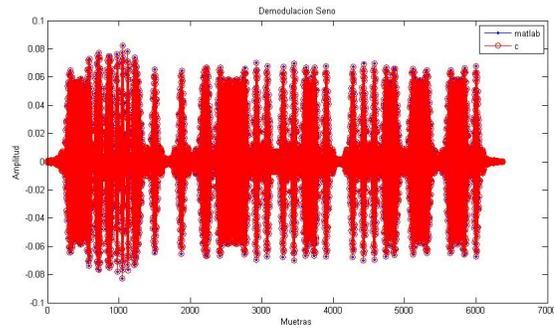


(a) Demodulación de la rama *Coseno*

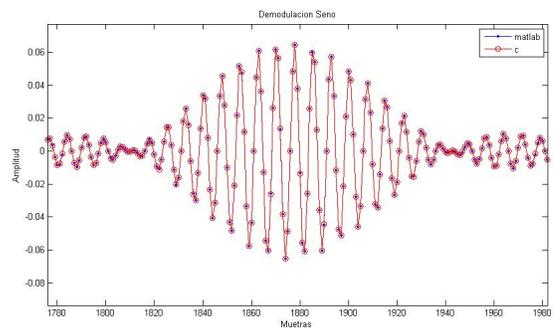


(b) Acercamiento de la demodulación de la rama *Coseno*

Figura 4.6: Demodulación en la rama Coseno.



(a) Demodulación de la rama *Seno*

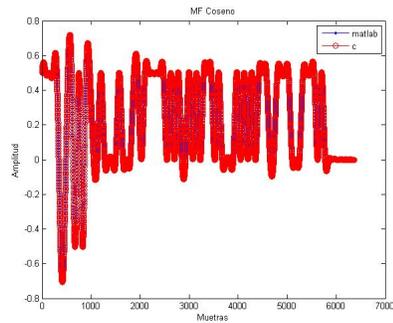


(b) Acercamiento de la demodulación de la rama *Seno*

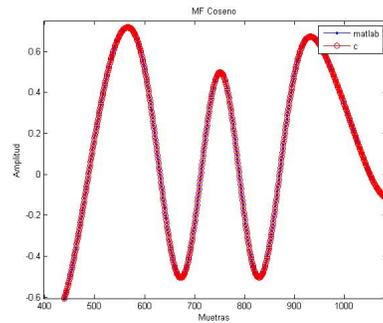
Figura 4.7: Demodulacion en la rama *Seno*

Las señales de la figuras anteriores corresponden de acuerdo al esquema de la figura 4.5, a la multiplicacion de un *seno* y un *coseno* de una frecuencia de 65KHz que se realiza al principio del diagrama a bloques del receptor.

Ahora, de acuerdo al diagrama a bloques del receptor (figura 4.5), se filtran estas dos ramas con el filtro Raíz de Coseno Alzado para regresar la señal recibida a banda base. A diferencia del transmisor donde se aprovecho el sobremuestreo de los datos para reducir el número de operaciones, en el receptor no es posible realizar el algoritmo de la convolución descrito en la sección 4.1.2 ya que no se cuenta con datos sobremuestreados. Por tal motivo, se aplicó el algoritmo convencional para filtrar la señal en las dos ramas (véase las figuras 4.8 y 4.9 el filtrado en el dominio del tiempo).



(a) filtrado de la rama *coseno*



(b) Acercamiento del filtrado en al rama *coseno*

Figura 4.8: Demodulacion en la rama *coseno*

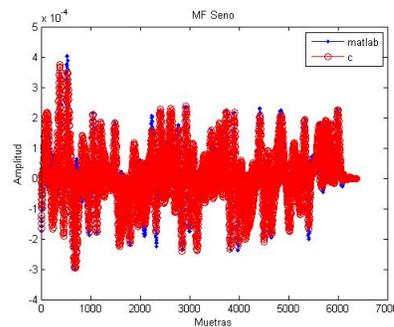
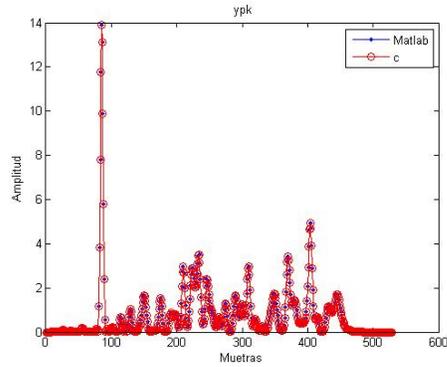


Figura 4.9: Comparación del filtrado con Coseno Alzado (rama *seno*).

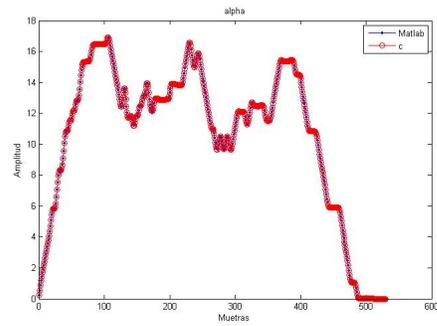
En la rama de *seno* las gráficas se ven diferentes debido a la precisión de C. Los valores de esta ramas son muy pequeños del orden de  $1exp^{-6}$  tal que C algunos de estos valores los redondea a cero o valores que si puede mostrar.

Luego del filtrado, se realiza una decimación de los datos para reducir la latencia del sistema. Se contaba con ventanas de 3150 muestras, con un factor de decimación de 15, los bloques de datos o ventanas se redujeron a 210 muestras.

Finalmente se tiene la correlación y su normalización. Se verificó bloque a bloque de la normalización (véase la figura 4.5) en la rutina de C con los resultados de la simulación en Matlab. En la siguientes figuras se muestran las comparaciones.

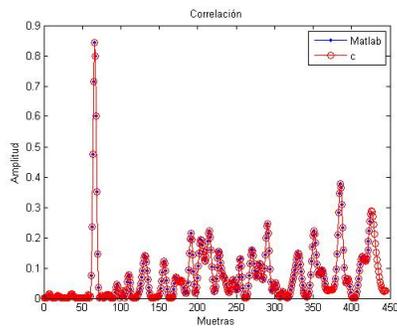


(a)  $y'(k)$  en C y Matlab

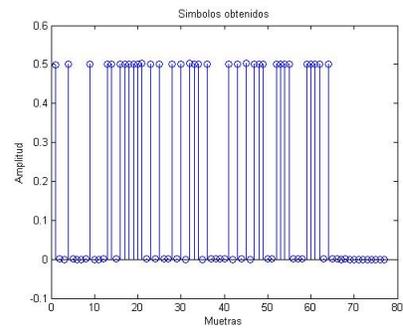


(b)  $\alpha(k)$  en C y Matlab

Figura 4.10: comparación de  $y'(k)$  y  $\alpha(k)$



(a) Comparación de correlación



(b) Símbolos de los datos leídos en C

Figura 4.11: Comparación de correlación (C , Matlab) y símbolos recuperados

De los datos recuperados mediante *HardDesition* se decide si el datos es un uno o un cero mediante un umbral de decisión. Los casos son lo siguientes:

- Si es mayor o igual a 0.5 es uno.
- Si es menor a 0.5 es un cero.

Finalmente los datos son los de la figura 4.12.

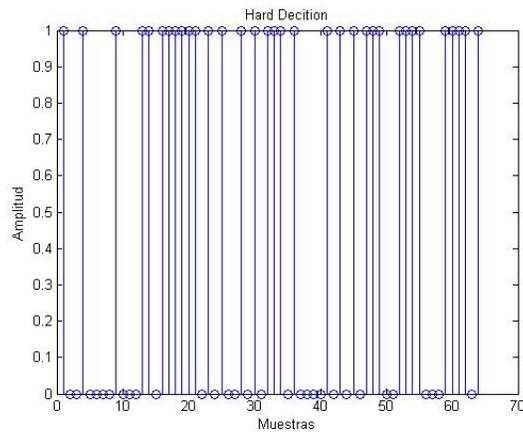


Figura 4.12: Hard Decition.

## CAPÍTULO 4. ESTRUCTURA Y PROGRAMACIÓN DEL FIRMWARE DEL SISTEMA

# CAPÍTULO 5

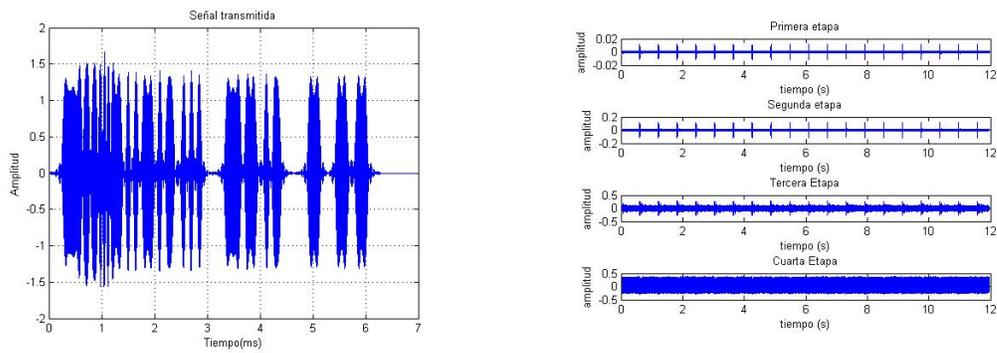
## Pruebas de Operación y Resultados

Se realizaron pruebas de transmisión y recepción con distintas secuencias de datos generados aleatoriamente en una interface de Matlab. Cada secuencia fue transmitida a 4 diferentes distancias (1, 2, 4, 8 metros) y tiempos de espera (250 ms, 500ms y 1s). La primera secuencia de datos que se mando es la siguiente:

$$datos = [1101010111010110010101000000111101110010110000000111000011100111] \quad (5.1)$$

Estos mensajes fueron transmitidos por ráfagas, es decir, se tiene un tiempo de espera para mandar nuevamente la misma señal. En la figura 5.1(a) se muestra la secuencia de datos que fue transmitida y la captura de las 4 señales de cada una de las etapas del receptor (figura 5.1(b)).

Realizando un acercamiento en tiempo de las señales recibidas (véase la figura 5.2) podemos distinguir a simple vista dos cosas. Se observa al principio la secuencia Barker en las primeras dos etapas, mientras que en la etapa 3 y 4 se encuentran saturadas por la corta distancia a la que se encuentran los transductores. También, podemos ver que la señal tiene rebotes por el efecto de multitrayectoria ya que la duración de la trama originalmente es de 6.2 ms (como se mencionó en el capítulo 4) y en la figura 5.3 se puede apreciar que tiene una duración de aproximadamente 9 ms.



(a) Señal transmitida antes de la amplificación

(b) Cuatro etapas del AGC

Figura 5.1: Pruebas a 1 metro de distancia con un tiempo de espera de 250ms.

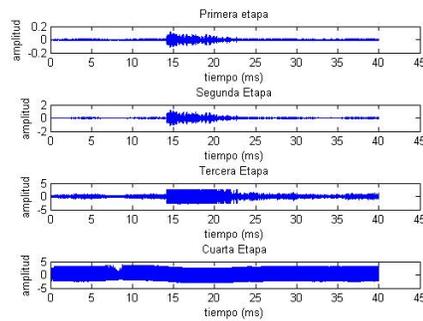


Figura 5.2: Señal recortada.

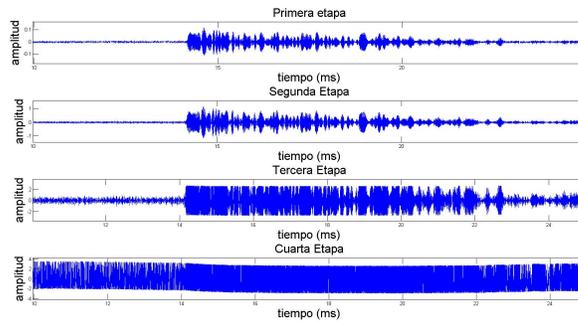
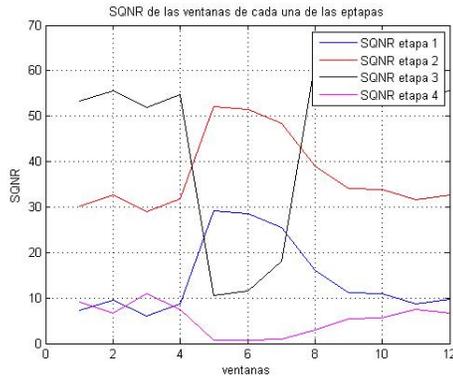
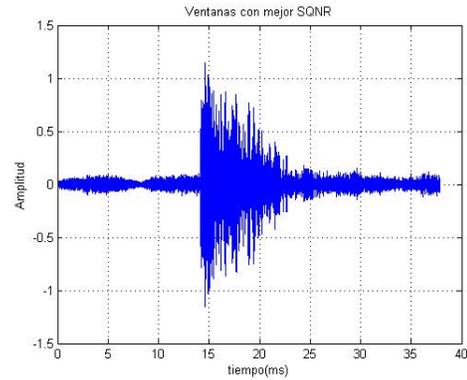


Figura 5.3: Acercamiento a la señales recortadas de las cuatro etapas del AGC.

Estos rebotes afectan gravemente el proceso de recuperar la información. Sin embargo, aun así se aplicó el algoritmo del receptor a la señal recibida. Los resultados obtenidos son los siguientes (figura 5.4 y 5.5):

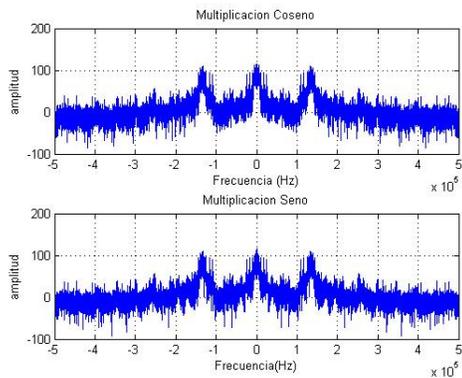


(a) Selección de mejor etapa

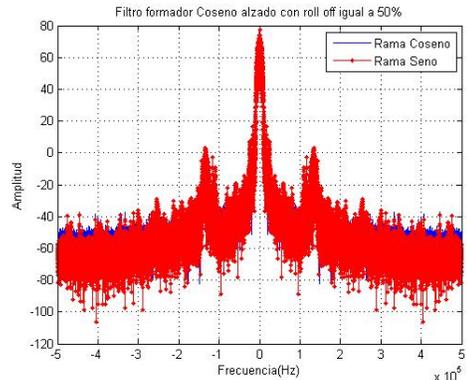


(b) Construcción de la señal  $z(k)$

Figura 5.4: Selección de ventanas y la señal que se procesó.



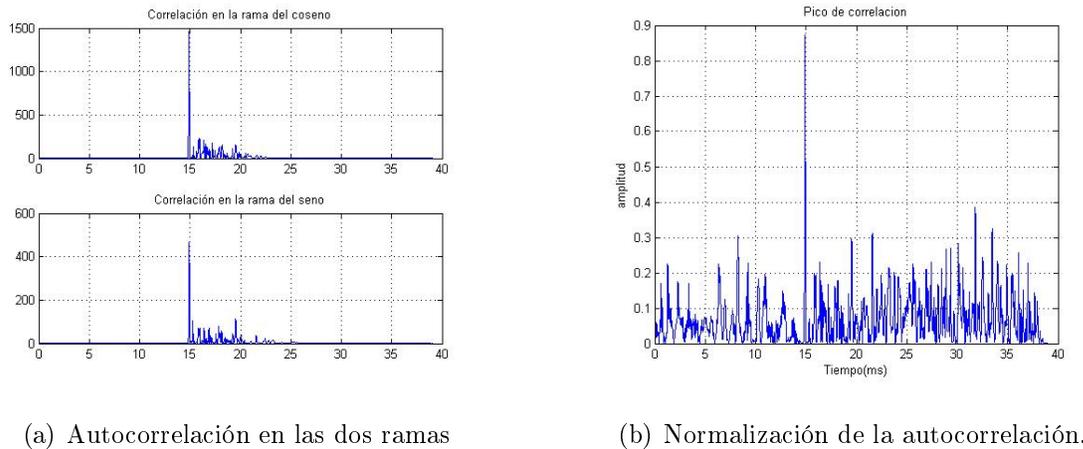
(a) Demodulación (Rama *seno* y *coseno*.)



(b) Filtraje (Raíz de Coseno Alzado).

Figura 5.5: Procesamiento de la señal.

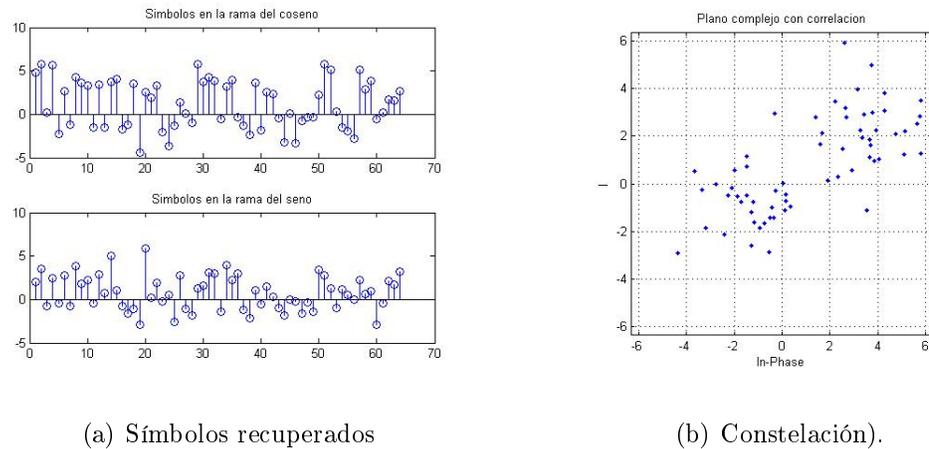
De la figura 5.4(a) se observa que la mejor etapa de acuerdo a nuestro algoritmo es la segunda en las ventanas 5,6 y 7. El resto de las ventanas es la etapa 3. Después, lo que sucedió con la autocorrelación se muestra figura 5.6)



(a) Autocorrelación en las dos ramas

(b) Normalización de la autocorrelación.

Figura 5.6: Autocorrelación.



(a) Símbolos recuperados

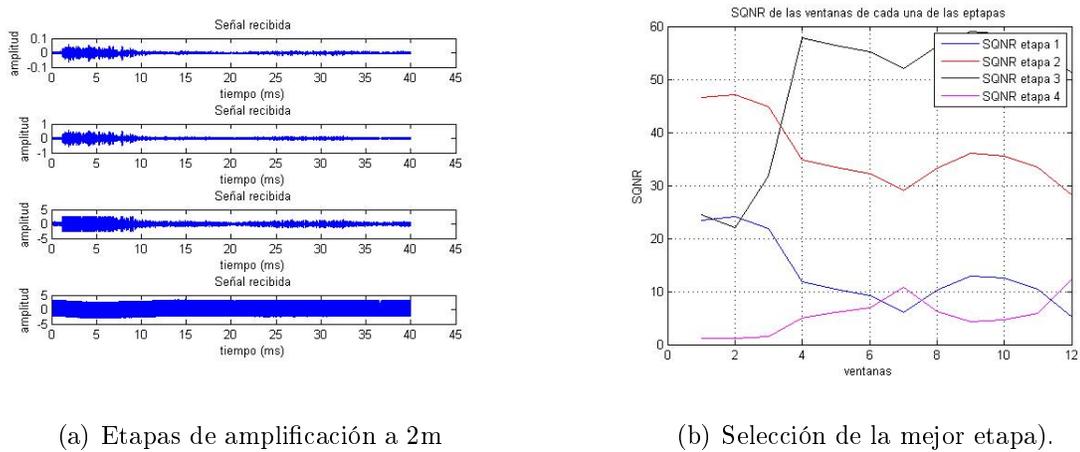
(b) Constelación).

Figura 5.7: Símbolos y constelación.

En la figura 5.6 donde se presentan las correlaciones de las ramas y su normalización podemos destacar las buenas propiedades de autocorrelación de la secuencia Barker de longitud 13, ya que a pesar del ruido que presenta la señal recibida, el pico de autocorrelación presenta una magnitud grande. La normalización cayó un poco en amplitud pero sigue siendo un máximo verdadero (el umbral es de 0.6) para la sincronización (figura 5.6(b)).

Finalmente se dibuja la constelación para observar que desfasamiento provoca el retardo en la señal recibida y el ruido (véase figura 5.7(b)).

Como comparación veamos que sucede con la autocorrelación a otras distancias. Las siguientes figuras muestran los resultados obtenidos para una distancia de dos metros transmitiendo la misma trama.

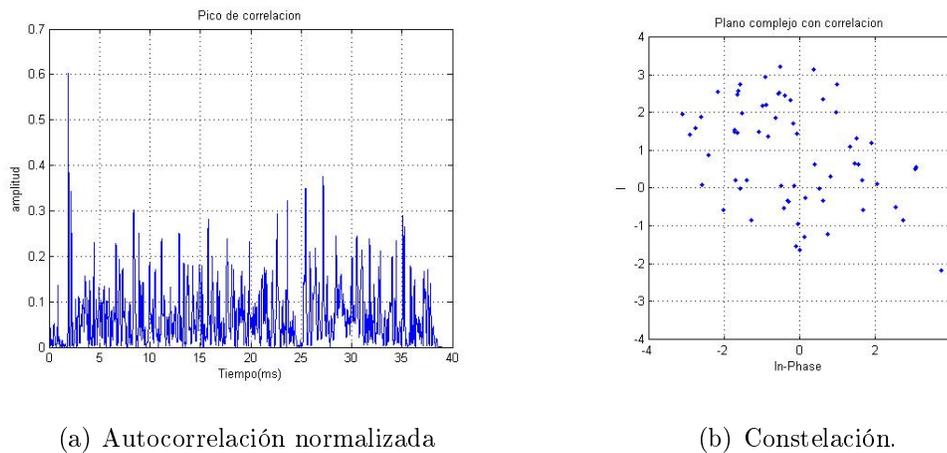


(a) Etapas de amplificación a 2m

(b) Selección de la mejor etapa).

Figura 5.8: Resultados obtenidos a 2 metros de distancia.

De la figura 5.8(b) muestra que todas la ventanas de la etapa 3 tiene mayor SQNR a excepción de las ventanas 1,2 y 3 que es donde se encuentra la señal.



(a) Autocorrelación normalizada

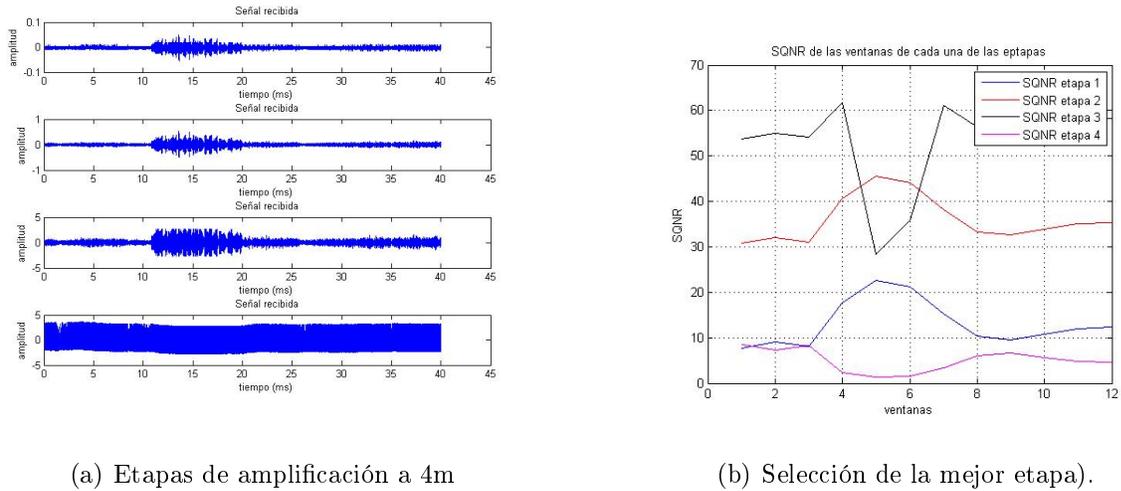
(b) Constelación.

Figura 5.9: Resultados obtenidos a 2 metros de distancia.

En el caso del pico de autocorrelación (figura 5.9(a)) para una distancia de dos metros sigue presente, aunque con una menor amplitud. Y en el plano complejo los puntos están mas

dispersos lo que significa que la SNR se degrada. Para la recuperación de la información se hará mediante la detección no coherente. Esto último es parte del trabajo futuro.

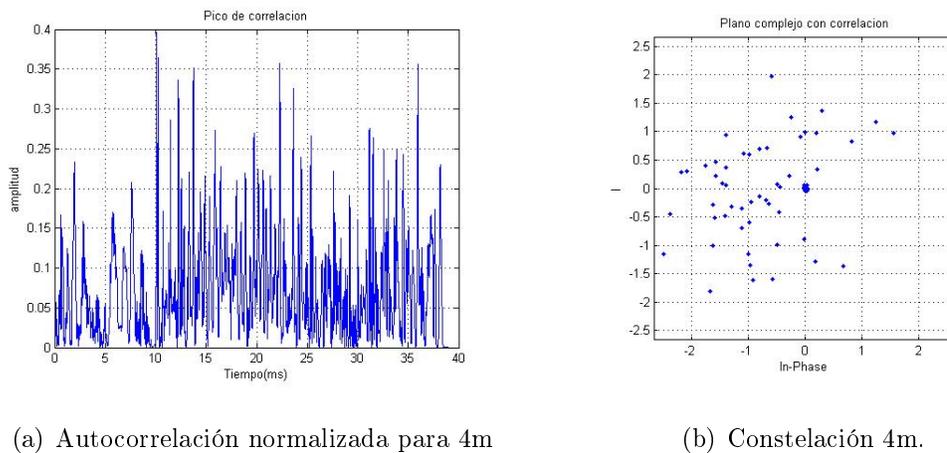
Veamos ahora que sucede para una distancia de 4 y 8 metros.



(a) Etapas de amplificación a 4m

(b) Selección de la mejor etapa).

Figura 5.10: Resultados obtenidos a 4 metros de distancia.



(a) Autocorrelación normalizada para 4m

(b) Constelación 4m.

Figura 5.11: Resultados obtenidos a 4 metros de distancia.

Los resultados encontrados para ocho metros son los siguientes:

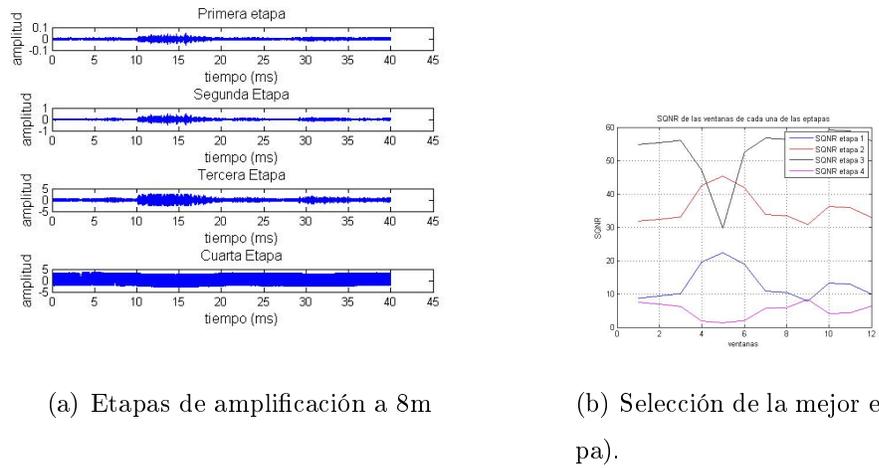


Figura 5.12: Resultados obtenidos a 8 metros de distancia.

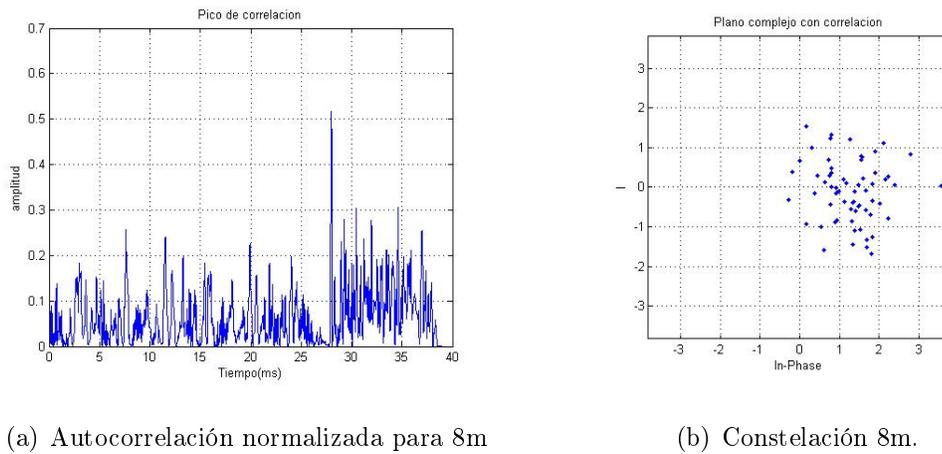
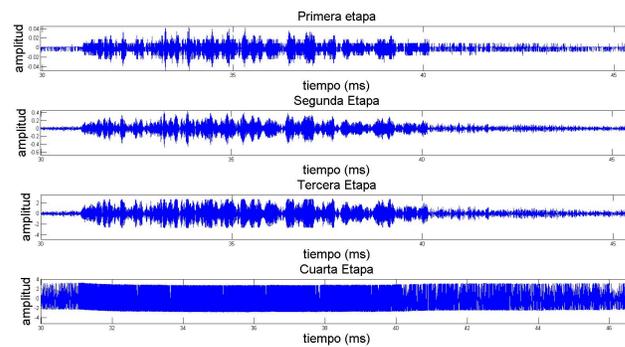
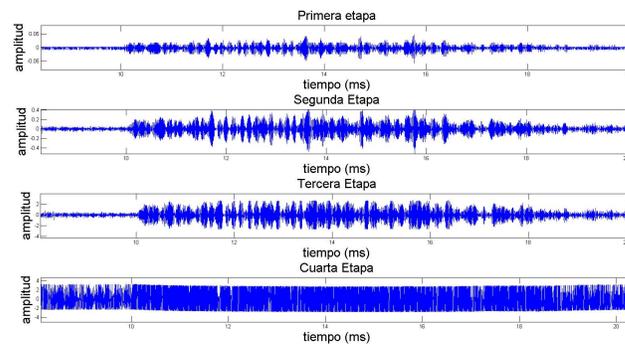


Figura 5.13: Resultados obtenidos a 8 metros de distancia.



(a) Etapas de amplificación a 8m



(b) Selección de la mejor etapa).

Figura 5.14: Comparación de señales recibidas.

Comparando los resultados de autocorrelación para las distancias de 4 y 8 metros, se encontró un fenómeno interesante. En la figura 5.14 se realizó un acercamiento de las etapas para las dos distancias y así observar que tan afectada se ve la trama, en especial la secuencia Barker. Comparando sus picos de autocorrelación, sucede que el pico de autocorrelación de 8 metros es ligeramente más grande en amplitud que el de 4 metros (véase las figuras 5.11(a) y 5.13(a)). Esto último se atribuye a el efecto de multitrayectorias (sumas constructivas y destructivas de la señal) además de la degradación de la SNR.

# CAPÍTULO 6

## CONCLUSIONES Y TRABAJO

## FUTURO

Se diseñó y construyó el Hardware del sistema de comunicaciones ultrasónico(figura 2.1) a partir de unos prototipos que además fueron útiles para pruebas de máxima transferencia de potencia, de máximo alcance, transmisiones por ráfagas de tonos a la frecuencia que mejor opera el transductor y la transmisión de la trama de datos.

En la parte del Hardware

En cuanto al procesamiento de la señal en la tarjeta TAdsp28335 fue un reto que se logró superar al implementar un algoritmo alternativo (explicado en la sección 4.1.2 del capítulo 4) al conocido de la convolución que mejoraran la latencia de procesamiento (cantidad de operaciones, sumas y multiplicaciones). Además se utilizó de manera eficiente la memoria disponible de la tarjeta. Esto último se logró al realizar varias operaciones simultáneas y guardando el resultado en un solo arreglo.

En el Hardware se tuvieron complicaciones en la parte de disipación de calor por parte del amplificador de potencia. Al implementar la red de acoplamiento el amplificador se calentaba mucho y un par de ocasiones se quemó el circuito. El disipador con que el que cuenta el amplificador no fue suficiente.

La simulación realizada y explicada en el capítulo 3 tuvo un papel muy importante para

la implementación. Con ella se compararon los resultados obtenidos de las rutinas C para dar paso firme entre etapas del procesamiento. Además de brindarnos una idea de como se va a comportar el sistema ante diferentes distancias y retardos de propagación.

Finalmente, en la parte de los resultados experimentales se logró ver las excelentes propiedades de correlación de la secuencia Barker a pesar del ruido y el efecto de multitrayectorias que se presentaron en los experimentos y que afectaron gravemente en el desempeño del sistema. También, se observaron resultados que en la simulación se habían visto con anterioridad, por ejemplo, a distancias muy pequeñas (uno o dos metros), el pico de autocorrelación permanecía muy cercano a la unidad (en amplitud) por la normalización explicada en la sección 3.3.3. Mientras que para distancias de 8 metros o mayores el pico de autocorrelación comenzaba a disminuir en amplitud.

Las pruebas que se realizaron al sistema de comunicaciones de ultrasonido, no fueron suficientes para evaluar completamente su desempeño. Las ultimas pruebas que se realizaron no contaban con el mejor escenario, teniendo como consecuencia capturas de la señal recibida con rebotes. Se realizaron pruebas del sistema a diferentes distancias como fue dicho en el capítulo 5, pero la posición de los hidrófonos no era al mejor, ya que una de las paredes de la alberca olímpica del IPN estaba muy cerca a ellos.

En conclusión, a pesar de la falta de pruebas, el sistema de comunicaciones de ultrasonido que se construyó es capaz de transmitir y recibir una trama de datos. El sistema es capaz de seleccionar la mejor etapa de amplificación a base de la SQNR. Se sincroniza mediante la autocorrección de la secuencia Barker de longitud 13 para recuperar la información recibida.

### **6.0.1. Trabajo Futuro**

En el primer capítulo se mencionó que algunos de los fenómenos de propagación que se presentan en los sistemas de radiofrecuencia también se presentan en los sistemas acústicos. Por tal motivo, se puede considerar implementación de la técnica de modulación OFDM (Multiplexación por División de Frecuencias Ortogonales) para combatir la interferencia intersimbólica debido a la propagación multitrayectoria en el agua.

Para el hardware habría que utilizar amplificadores de bajo ruido con mejores disipadores de calor. En el caso de los hidrófonos BII-7001 cuenta con cables de 5 metros, lo que limita a estar cerca de una de las paredes de la alberca olímpica. Por lo tanto, se optaría por usar extensiones de cable BNC para los hidrófonos y realizar las pruebas del sistema.

Por el lado del procesamiento. Se utilizaría un DSP de la familia C6000 que es para aplicaciones que demandan mayor poder de procesamiento y menor latencia. En particular esta familia de procesadores están diseñados para realizar tareas relacionadas a comunicaciones. Con este dispositivo se podría implementar técnicas y algoritmos de comunicaciones con un peso computacional más elevado, por ejemplo, se podría implementar la técnica OFDM, igualador de canal, AGC, Corrimiento de Frecuencia de Portadora (CFO) etc. El procesador que se está utilizando en este sistema de comunicaciones ultrasonido (familia C2000) podría realizar las tareas antes mencionadas pero con mayores dificultades.



# BIBLIOGRAFÍA

- [1] AKYILDIZ, I. F., POMPILI, D., AND MELODIA, T. State-of-the-art in protocol research for underwater acoustic sensor networks. In *Proceedings of the 1st ACM international workshop on Underwater networks* (2006), ACM, pp. 7–16.
- [2] BENTHOWAVE INSTRUMENT INC. <http://www.benthowave.com/products.html>, 4 de Septiembre del 2017.
- [3] HUANG, H., AND PARAMO, D. Broadband electrical impedance matching for piezoelectric ultrasound transducers. *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control* 58, 12 (2011).
- [4] KONTOROVICH MAZOVER, V., RAMOS ALARCÓN BORROSO, F. L., AND PARRA MICHEL, R. *Fundamentos de comunicaciones digitales*. No. Sirsi) i9786070500770. 2009.
- [5] LLORET, J., SENDRA, S., ARDID, M., AND RODRIGUES, J. J. Underwater wireless sensor communications in the 2.4 ghz ism frequency band. *Sensors* 12, 4 (2012), 4237–4264.
- [6] OROZCO-LUGO, A. G. A quantized automatic gain control approach for asynchronous mobile ad-hoc networks with multipacket reception. *IEEE transactions on circuits and systems 1* (2007), 1–10.
- [7] PROAKIS, J. G. *Digital signal processing: principles algorithms and applications*. Pearson Education India, 2001.

- 
- [8] PROAKIS, J. G., SALEHI, M., ZHOU, N., AND LI, X. *Communication systems engineering*, vol. 2. Prentice Hall New Jersey, 1994.
- [9] RIFE, D., AND BOORSTYN, R. Single tone parameter estimation from discrete-time observations. *IEEE Transactions on information theory* 20, 5 (1974), 591–598.
- [10] RITER, S., BOATRIGHT, P., AND SHAY, M. Pulse position modulation acoustic communications. *IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics* 19, 2 (1971), 166–173.
- [11] SENDRA, S., LLORET, J., JIMENEZ, J. M., AND PARRA, L. Underwater acoustic modems. *IEEE Sensors Journal* 16, 11 (2016), 4063–4071.
- [12] SONG, H.-C. Long-range acoustic communication in deep water using a towed array: Beam diversity. In *OCEANS, 2012-Yeosu* (2012), IEEE, pp. 1–4.