

EVALUACIÓN DEL DESEMPEÑO DE UN MÓDULO DE COMUNICACIÓN
ACÚSTICO SUBACUÁTICO

LAURA SUSANA VARGAS VALENCIA



UNIVERSIDAD DEL VALLE
FACULTA DE INGENIERÍA
ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA
SANTIAGO DE CALI
2012

EVALUACIÓN DEL DESEMPEÑO DE UN MÓDULO DE COMUNICACIÓN
ACÚSTICO SUBACUÁTICO

LAURA SUSANA VARGAS VALENCIA

Trabajo de grado para optar por el título de Ingeniera Electrónica

Directores:
Joao Luis Ealo Cuello, Ph.D
Leonardo Jaramillo Pizarro, M.Sc

UNIVERSIDAD DEL VALLE
FACULTA DE INGENIERÍA
ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA
SANTIAGO DE CALI
2012

Nota de aceptación

Firma del presidente del jurado

Firma del jurado

Firma del jurado

Santiago de Cali, 2012

DEDICATORIA

A Dios, padre celestial, por haberme permitió llegar hasta el final de este proceso en el momento indicado.

A mi padre, mi madre y mi hermano por su amor, apoyo y paciencia en este proceso, el primer paso en mi carrera profesional.

A mis amigos, por su compañía incondicional y porque a pesar de las distancias siempre han estado presentes.

AGRADECIMIENTOS

A Dios Padre.

A mi familia, por su amor incondicional.

A mis directores Leonardo Jaramillo (Q.E.P.D) y Joao Ealo por su guía en este proceso.

A mis amigos y todos aquellos que me dieron palabras de aliento.

CONTENIDO

RESUMEN.....	13
0. INTRODUCCIÓN	14
0.1 OBJETIVOS.....	15
0.1.1 OBJETIVO GENERAL	15
0.1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS.....	15
 1 ANTECEDENTES Y TENDENCIAS DE DISEÑO DE SISTEMAS DE COMUNICACIÓN	
ACÚSTICO SUBACUÁTICO	16
1.1 MÓDEMS ACÚSTICOS SUBACUÁTICOS	16
1.1.1 Módems Comerciales.....	16
1.1.2 Módems de Investigación.....	18
 2 CONCEPTOS TEÓRICOS Y PRÁCTICOS QUE INTERVIENEN EN LA	
COMUNICACIÓN ACÚSTICA SUBACUÁTICA.....	23
2.1 PROPAGACIÓN DE LAS ONDAS EN EL CANAL ACÚSTICO SUBACUÁTICO.....	24
2.1.1 Pérdidas de Propagación	26
2.1.1.1 Pérdidas por Absorción.....	26
2.1.1.2 Pérdidas por Dispersión.....	26
2.1.2 Ruido	28
2.1.3 Ecuación del sonar pasivo.....	29
2.1.4 Multitrayectoria y Reverberación	29
2.1.5 Efecto de las burbujas en un canal de comunicaciones acústico subacuático	30
2.2 TRANSDUCTORES ACÚSTICOS PARA APLICACIONES SUBACUÁTICAS	31
2.2.1 Fundamentos de Piezoelectricidad.....	32
2.2.2 Comportamiento dinámico	32
2.2.3 Material.....	33
2.2.4 Geometría.....	34
2.2.5 Acoplamiento Acústico.....	34
2.3 DISEÑO TEÓRICO DEL MÓDULO DE COMUNICACIÓN ACÚSTICA SUBACUÁTICO	37
2.3.1 Transmisor.....	40
2.3.1.1 Modulador.....	41
2.3.2 Receptor	43
2.3.2.1 Conversor DDC (Digital Down-Converter).....	43
2.3.2.2 Demodulador.....	48
2.3.2.3 Sincronizador de Símbolo	53
2.3.2.4 Bloque de Decisión.....	59
 3. IMPLEMENTACIÓN DE UN MÓDULO DE COMUNICACIÓN ACÚSTICA	
SUBACUÁTICA	60
3.1. DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL TRANSDUCTOR ACÚSTICO	61
3.1.1. Cableado	62
3.1.2. Reducción de Radiación Acústica Indeseada	62
3.1.3. Impermeabilización	63
3.2. ETAPA ANALÓGICA	63
3.2.1. Amplificador de Potencia.....	64
3.2.2. Pre-amplificador	64
3.3. IMPLEMENTACION DE LA ETAPA DIGITAL DEL MÓDULO DE COMUNICACIÓN	
ACÚSTICA SUBACUÁTICA.....	65

3.3.1.	Transmisor	65
3.3.1.1.	Modulador basado en DDS (Sintetizador Digital Directo)	65
3.3.2.	Receptor	67
3.3.2.1.	Conversor DDC.....	67
3.3.2.2.	Demodulador	71
3.3.2.3.	Sincronizador de Símbolo.....	73
3.3.2.4.	Bloque de Decisión	75
4.	EVALUACIÓN DEL MÓDULO DE COMUNICACIÓN ACÚSTICA SUBACUÁTICA.....	77
4.1	PRUEBAS DEL SISTEMA EN UN RECIPIENTE RECTAGULAR	78
4.2	PRUEBAS DEL SISTEMA EN UN TANQUE.....	83
4.3	PRUEBAS DEL SISTEMA EN UN RECIPIENTE EN PRESENCIA DE BURBUJAS.....	87
5	CONCLUSIONES	91
6.	RECOMENDACIONES Y TRABAJO FUTURO.....	93
	BIBLIOGRAFIA.....	94
	ANEXO A	100
	ANEXO B.....	102
	ANEXO C	104
	ANEXO D	105

LISTA DE TABLAS

Tabla 1. Comparación de modem acústicos subacuáticos comerciales.....	18
Tabla 2. Comparación de Comunicación Subacuática – RF, óptica y acústica.....	23
Tabla 3. Comparación de materiales piezoeléctricos y magnetostrictivos.....	32
Tabla 4. Comparativo de las plataforma hardware: DSP, Microcontrolador y FPGA	38
Tabla 5. Parámetros que definen la señal BFSK implementada.	39
Tabla 6. Comparación entre filtros IIR y FIR.....	46
Tabla 7. Características de la cerámica PZT. Datos técnicos por el fabricante.....	62
Tabla 8. Parámetros de Diseño del Sintetizador Digital Directo	65
Tabla 9. Código de entrada vs. Corriente de salida análogo del conversor D/A.	66
Tabla 10. Recursos utilizados por el modulador (MUX+DDS+NOT).....	67
Tabla 11. Características del filtro pasa-bajo (LPF) utilizado en el DDC	68
Tabla 12. Recursos utilizados por el conversor DDC (MIX+DDS+LPF+DECIMATOR)	70
Tabla 13. Recursos utilizados por el conversor DDC. Implementación con bloques de RAM.....	71
Tabla 14. Parámetros de diseño de los filtros acoplados y el filtro paso-bajo del demodulador.....	71
Tabla 15. Recursos utilizados por el Demodulador BFSK (BPFs + ABS + LPF + SUB + DEC)	73
Tabla 16. Recursos utilizados por el Sincronizador de Símbolo.....	75
Tabla 17. Recursos utilizados por el Bloque de Decisión	76

LISTA DE FIGURAS

Figura 1. Reflexión de una onda acústica.....	24
Figura 2. Refracción de una onda acústica a través de una interfaz. Dos regiones con velocidades diferentes	25
Figura 3. Onda acústica difundida esféricamente por una fuente puntual	27
Figura 4. Onda acústica difundida cilíndricamente por una fuente puntual.....	28
Figura 5. Fenómeno de multitrayectoria (o multicamino) en aguas poco profundas.	29
Figura 6. Respuesta en frecuencia teórica de un elemento piezoeléctrico.	33
Figura 7. Circuito eléctrico RLC equivalente. Comportamiento en la vecindad de la frecuencia de resonancia de la cerámica piezoeléctrica PZT	33
Figura 8. Impedancia acústica de la capa de transición.	35
Figura 9. Relación de impedancias acústicas para máxima transferencia de energía	36
Figura 10. Modulación BFSK	37
Figura 11. Diagrama de bloques del modulador/demodulador digital	39
Figura 12. Generación de una señal BFSK utilizando un VCO	40
Figura 13. Generación de una señal BFSK utilizando dos osciladores	40
Figura 14. Sintetizador Digital Directo (DDS)	41
Figura 15. Rueda de fase –Proceso de creación de una Sinusoide	42
Figura 16. Modulador BFSK implementado a partir de un DDS y un MUX	43
Figura 17. Vista de la función del DDC	44
Figura 18. Diagrama de bloques teórico de un DDC	44
Figura 19. Operación de conversión DDC	44
Figura 21. Esquema de Tolerancia de un Filtro Digital	47
Figura 22. Proceso de diezmado de una señal $v(n)$ por un factor $D=2$	48
Figura 23. Demodulador FSK tipo detector FM.	48
Figura 24. Detector FSK basado en PLL.....	49
Figura 25. Espectro simplificado de demodulación por demoduladores FSK tipo filtro.....	49
Figura 26. Demodulador FSK coherente con filtros acoplados	50
Figura 27. Demodulador BFSK no-coherente con filtros acoplados y detección de envolvente	50
Figura 28. Demodulador FSK no-coherente con detección de diferencia.	51
Figura 29. Demodulador no-coherente con detección de cruces por cero	51
Figura 30. Tasa de error de bit (BER) de 2-FSK coherente y no-coherente dada una relación E_b/N_0 (energía por bit/densidad espectral de potencia de ruido).[5]	52
Figura 31. Demodulador con filtros acoplados y detector de envolvente.....	52
Figura 32. Proceso de sincronización de símbolo	54
Figura 33. Auto-Correlación (Magenta). Correlación cruzada (Azul). A) Secuencia-m. B) Secuencia Gold. C) Secuencia Kasami.....	56
Figura 34. Diagrama de bloques Sincronizador de Símbolo	57
Figura 35. Auto-correlación (magenta) de la secuencia Gold de entrenamiento 111-1-11-1 con 25 muestras por símbolo	58
Figura 36. Control del sincronizador de símbolos	59
Figura 37. Formato de los paquetes de datos.....	59
Figura 38. Bloque de Decisión para terminar el proceso de demodulación.....	59
Figura 39. Los elementos de un sistema de comunicación.....	60

Figura 40. Diagrama esquemático del módulo de comunicación acústico subacuático.	60
Figura 41. a) Cerámica piezoeléctrica con electrodos en bruto, b) Cerámica cableada antes de encapsular, c) Transductor piezoeléctrico con la capa de adaptación	62
Figura 42. Señal moduladora “1110010” y señal modulada (onda sinusoidal) de frecuencias 430kHz y 440kHz.....	66
Figura 43. Señal sinusoidal generada a 440kHz debido a dato de entrada = ‘1’	66
Figura 44. Respuesta en frecuencia del filtro pasa-bajo LPF utilizado en el DDC	68
Figura 45. Diagrama de bloques de la implementación de un filtro FIR.....	69
Figura 46. Diagrama de flujo de la operación de convolución entre los coeficientes b_k y la señal $x(n-k)$	69
Figura 47. Diagrama de flujo para el control de índice de lectura y escritura	69
Figura 48. Operación de diezmado.	70
Figura 49. Simulación del conversor DDC. Señal modulada “1110010”	70
Figura 50. Respuesta en frecuencia filtro Paso Banda	72
Figura 51. Respuesta en frecuencia del filtro LPF del demodulador	72
Figura 52. Simulación del Demodulador BFSK. Señal a demodular “1110010”	73
Figura 53. Punto de sincronización, pico máximo que sobrepasa el umbral	75
Figura 54. Resultado del bloque de decisión. Los bits recibidos fueron “1101100111011010”	76
Figura 55. Señal Modulada BFSK “11100100” generada en MATLAB	77
Figura 56. Disposición de equipos para transmisión y recepción de señales moduladas BFSK	77
Figura 57. Recipiente Rectangular para pruebas iniciales.....	78
Figura 58. Densidad Espectral de la Señal Modulada de Excitación	79
Figura 59. Señal acústica recibida (Arriba). Densidad Espectral de la señal recibida (Abajo)	79
Figura 60. Operación del conversor DDC.	80
Figura 61. Señal en las diferentes etapas de demodulación.....	81
Figura 62. Secuencia de bits enviados (arriba) y señal recibida procesada por el demodulador.....	81
Figura 63. Operación de correlación y umbral dinámico	82
Figura 64. Tanque de pruebas.....	83
Figura 65. Densidad Espectral Normalizada de la Señal Modulada emitida a 1.37m del receptor	83
Figura 66. Señal acústica recibida a 1.37m del receptor (Arriba). Densidad Espectral de la señal (Abajo)	84
Figura 67. Secuencia de bits enviados (arriba) y señal recibida y procesada a 1.37 m	84
Figura 68. Correlación de la señal recibida a 1.37 m.....	85
Figura 69. Burbujas generadas con un tubo de PVC perforado	87
Figura 70. Espesor de la cortina de burbujas.....	88
Figura 71. Señal recibida sin burbujas (izquierda), con burbujas baja concentración (medio) y alta concentración (derecha)	88
Figura 72. Densidad Espectral Normalizada. Señal Emitida (Izquierda). Señal Recibida (Derecha)	89
Figura 73. Señal acústica recibida en presencia de burbujas baja concentración.....	89
Figura 74. Punto de sincronización que permite identificar los datos en presencia de burbujas.....	90

GLOSARIO

8-PSK	PSK de 8 símbolos.
AM	Modulación de amplitud. Modulación para señales analógicas. Una señal de AM se produce al usar la amplitud instantánea de la señal de información (señal moduladora), para variar la amplitud máxima de una señal de frecuencia superior a para ser transmitida.
ASK	Modulación por desplazamiento de amplitud (Amplitude Shift Keying). La amplitud de la portadora se conmuta entre dos o más valores dado un mensaje digital.
BER	Tasa de Error de Bit (Bit Error Rate). Relación entre el número de bits erróneos recibidos y el número total de bits transmitidos.
BFSK	FSK binaria (0 y 1), en algunos textos como 2-FSK. La señal portadora conmuta entre dos frecuencia denominadas marca y espacio.
DDC	Un Conversor DDC (Digital-Down Converter) convierte una señal digital centrada en una frecuencia intermedia (IF) a una señal compleja en banda base centrada en una frecuencia cero. Típicamente diezma a una tasa de muestreo menor.
DDS	Sintetizador Digital Directo (Direct Digital Synthesizer). Sintetizador de frecuencia utilizado para crear formas de onda arbitrarias con base en una frecuencia de reloj de referencia.
DSSS	Espectro Ensanchado por Secuencia Directa (Direct Sequence Spread Spectrum). Es una técnica que se utiliza para modular digitalmente una portadora, de tal forma que aumente el ancho de banda de la transmisión y se reduzca la densidad de potencia espectral.
FIR	Respuesta al Impulso de duración Finita (finite-duration impulse response). Sistemas cuya respuesta a una señal impulso como entrada tendrá un número finito de términos no nulos.
FM	Modulación de frecuencia. La frecuencia de la señal portadora varía con la amplitud de la señal moduladora.
FH/FSK	FSK con salto de frecuencia (Frequency Hopping). La señal FSK es modulada tal forma que cambian abruptamente sus frecuencias a intervalos regulares, cíclica o aleatoriamente.
FSK	Modulación por desplazamiento de Frecuencia (Amplitude Shift Keying). La frecuencia de la señal portadora se conmuta entre dos o más valores dado un mensaje digital.

IIR	Respuesta al Impulso de duración Infinita (infinte-duration impulse response). Sistemas cuya respuesta a una señal impulso como entrada tendrá un número infinito de términos no nulos.
ISI	Interferencia Inter-símbolo o entre símbolos (Intersymbol Interference). Se produce cuando un símbolo (o pulso) se traslapa con los siguientes.
LUT	Tabla de consulta. Estructura de datos, normalmente un arreglo (Look-up Table). Espacios de memoria que sustituyen una rutina o un generador de funciones por una simple indexación de los arreglos.
M-PSK	PSK de M símbolos.
NCO	Oscilador Controlado Numéricamente (Numerically-Controlled Oscillator). Oscilador utilizado para generar frecuencia de acuerdo a un número de entrada en formato binario. Es la versión digital del VCO. La frecuencia de salida es tan exacta como el reloj de referencia utilizado.
PLL	Bucle de enganche de fase (Phase Locked-Loop). Sistema realimentado cuyo objetivo principal consiste en la generación de una señal de salida con amplitud fija y frecuencia coincidente con la entrada, dentro de un margen determinado.
PN	Código o secuencia Pseudo Ruido (Pseudo Noise). Aquella que tiene un espectro similar a una secuencia aleatoria de bits es generada en forma determinística.
PSK	Modulación por desplazamiento de fase (Phase Shift Keying). La fase de la señal portadora se conmuta entre dos o más valores discretos de acuerdo a un mensaje digital.
QAM	Modulación de amplitud en cuadratura (Quadrature Amplitude Modulation). Modulación de la señal portadora tanto en amplitud como en fase. Cuando el mensaje es digital es una combinación de PSK y ASK.
Q-PSK	También 4-PSK. Modulación PSK de 4 símbolos.
ROV	Vehículo Operado a distancia (Remotely operated vehicle). Robot submarino no tripulado conectado por medio de un cable al dispositivo de control en un barco o en tierra.
Slice	Elementos esenciales que componen un bloque lógico programable (CLB). En él se pueden implementar tanto circuitos combinacionales como secuenciales. Estos bloques componen una FPGA
VCO	Oscilador controlado por voltaje. Generador de frecuencias de acuerdo a un voltaje de entrada.

RESUMEN

El desarrollo de módulos de comunicación acústica subacuática ha permitido realizar actividades como el monitoreo de ecosistemas acuáticos, el control inalámbrico de vehículos submarinos no tripulados y en general la comunicación con instrumentos ubicados bajo el agua

En relación con lo anterior, el problema que se plantea en este trabajo involucró el diseño e implementación de un prototipo inalámbrico que permitiera establecer un enlace para transmisión de datos a través de un canal acústico subacuático entre dos módulos iguales utilizando modulación en frecuencia BFSK. Dentro de este marco se consideró la ejecución de pruebas preliminares con la intención de comprobar si las tecnologías y técnicas empleadas presentan un rendimiento apropiado. La evaluación del prototipo de comunicación se realizó en un tanque considerando perturbaciones como burbujas.

El documento se ha distribuido en cuatro capítulos. El primer capítulo contiene una revisión bibliográfica de dispositivos desarrollados a nivel comercial y por grupos de investigación involucrados en aplicaciones submarinas. El segundo capítulo contiene un marco teórico que abarca los conceptos teóricos y prácticos que intervienen en la comunicación acústica subacuática. En el tercer capítulo se muestra una propuesta de implementación de un modulo de comunicación acústica subacuática que involucra el desarrollo de un par de transductores acústicos y el diseño digital del modem en una FPGA Spartan.-3. El cuarto capítulo presenta pruebas preliminares del módulo verificando su funcionamiento. Finalmente se presentan las conclusiones, recomendaciones y trabajo futuro.

Palabras clave: BFSK, demodulación, modulación, sincronizador de símbolos, subacuático, transductor acústico, transmisión.

0. INTRODUCCIÓN

Los avances en el envío y recepción de datos bajo el agua han permitido realizar mediciones de mayor precisión en actividades como: las exploraciones petrolíferas del suelo oceánico, el monitoreo de ecosistemas acuáticos, el control inalámbrico de vehículos submarinos no tripulados y en general la comunicación con instrumentos ubicados bajo el agua. En consecuencia se han podido mejorar las condiciones de tiempo y espacio al estudiar las dinámicas de los agentes que intervienen en los océanos y los mares, como las corrientes; el aumento del nivel del mar, entre otras. Así mismo ha sido posible generar información y conocimiento para una adecuada articulación en la administración y desarrollo sostenible de los recursos naturales, así como para prever y alertar sobre condiciones ambientales que puedan generar desastre.

Este proyecto comprende el diseño e implementación de un modem BFSK en una plataforma hardware FPGA Xilinx Spartan-3. También, se implementaron dos transductores acústicos que tienen como elemento activo cerámicas piezoeléctricas PZT. Durante las pruebas preliminares se utilizaron algoritmos de modulación y demodulación desarrollados en MATLAB. El sistema fue probado en un tanque (un ambiente controlado) observando su rendimiento. Los resultados obtenidos son prometedores, sin embargo es necesario mejorar las etapas de conversión A/D y D/A para integrar el sistema hardware con los transductores acústicos.

Se propone el uso de transductores ultrasónicos ya que son ampliamente utilizados en aplicaciones de comunicación inalámbrica bajo el agua, en las que se incluyen: redes de sensores para el estudio de dinámicas de ecosistemas como arrecifes, múltiples boyas autónomas para el estudio de fenómenos subacuáticos y movimiento de las corrientes, aplicaciones que involucran producción de energía como estaciones de energía eólica mar adentro, energía mareomotriz y undimotriz (consecuencia de las mareas y olas respectivamente), entre otras.

0.1 OBJETIVOS

0.1.1 OBJETIVO GENERAL

Evaluar el desempeño en la transmisión y recepción de datos de un módulo de comunicación acústico subacuático.

0.1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

1. Presentar una revisión bibliográfica sobre investigaciones y sistemas desarrollados para la comunicación acústica subacuática.
2. Diseñar e implementar un módulo de comunicación subacuática acústico para transmisión y recepción de datos.
3. Evaluar el módulo implementado en un tanque con la presencia de perturbaciones como corrientes, olas, burbujas y/o remolinos.

1 ANTECEDENTES Y TENDENCIAS DE DISEÑO DE SISTEMAS DE COMUNICACIÓN ACÚSTICO SUBACUÁTICO

La primera fase del proyecto es reconocer cómo ha sido tratado el tema de comunicación acústica subacuática, en cuanto a la identificación del medio de transmisión, las propiedades del agua que afectan el envío y recepción de datos, la identificación de los tipos y principios de funcionamiento de los transductores para la generación de señales acústicas (mostradas en el capítulo 2).

Este capítulo implica la revisión bibliográfica de investigaciones y sistemas desarrollados para el envío y recepción de datos sobre una onda acústica bajo el agua y consideraciones y tendencias de diseño e implementación de sistemas de comunicación acústicos subacuáticos

El objetivo de esta etapa es adquirir conocimiento y adelantar trabajo en el desarrollo de sistemas que permitan la comunicación de prototipos de vehículos subacuáticos que ejecuten tareas de recolección de datos de sensores o instrumentación ubicados en ambientes subacuáticos poco profundos.

1.1 MÓDEMS ACÚSTICOS SUBACUÁTICOS

A nivel comercial existen diferentes módems acústicos subacuáticos con amplio uso por compañías petroleras, compañías de inspección y/o transporte comercial, agencias gubernamentales y universidades; sin embargo, por su costo elevado el acceso a estos se limita a entidades con grandes actividades económicas o militares. Debido a esto y por características en hardware y software propietarios, grupos de investigación de diferentes universidades se han dedicado a desarrollar sus propios módems procurando mejores costos y mayor eficiencia en cuanto al manejo de potencia y tasa de transmisión según los rangos de distancia y profundidad que demande la aplicación.

1.1.1 Módems Comerciales. Se destacan por proveer módems acústicos subacuáticos fabricantes como: Teledyne Benthos, EvoLogics, DSPComm, LinkQuest y de arquitectura abierta el Micro-modem desarrollado en Woods Hole Oceanographic Institute (WHOI).

LinkQuest (líder en el mercado [69]) produce módems de diferentes rangos y prestaciones, desde el UWM1000 (modem para aguas poco profundas, baja potencia (como transmisor 2W y receptor 0.75 W) y comunicación hasta 350 m de distancia y 200 m de profundidad, con una tasa de datos de 9600 a 19200 bps en un rango de frecuencia de 29.77 kHz a 49.62 kHz) hasta el UWM10000 (modem de amplio rango y profundidad en el océano, comunicación hasta 10 km de distancia hasta 7 km de profundidad, con una tasa de 2500 a 5000 bps y una potencia de 40 W en modo transmisor y 0.8 W en modo receptor, con un rango de frecuencias de 7.5 kHz a 12.5 kHz). Aún cuando ofrecen diferentes módems según los requerimientos del cliente, el más pequeño y menos costoso es el UWM1000, con un costo de 6500 USD, además usan un formato de señal propietario que se limita sólo al

uso de este tipo de dispositivos, presentando inoperatividad entre sensores o sistemas de otro tipo.

Teledyne Benthos manufactura módems [75] que han sido usados en redes submarinas como las redes del programa Seaweb de la Armada de Estados Unidos [33] [41]. Los módems se comercializan inicialmente para una comunicación punto-a-punto vertical bajo el agua. Este fabricante ha demostrado una comunicación sobre 1 km de distancia a 10240 bps sin errores en una situación ideal, sin embargo su comportamiento en el agua expone una tasa de menos de 2400 bps. Además, la potencia en modo transmisor es de 28 a 84 W y 0.7 W como receptor. Por otro lado, los módems son bastante costos, con precios sobre 7000 USD.

EvoLogics ha desarrollado seis modem acústicos subacuáticos [66] que hacen uso de su tecnología subacuática S2C patentada que consiste en un barrido de la portadora difundida. S2C fue diseñada para imitar el patrón de sonido de un delfín y continuamente difunde la energía de la señal sobre un amplio rango de frecuencias por lo cual los componentes de multitrayectoria no interfieren en los otros. Estos módems proveen alta velocidad (28 kbps) para aplicaciones de rangos pequeños y medianos (1000 m) en aguas poco profundas y en grandes distancias (8 km), con baja tasa de datos (6.5 kbps) en aguas profundas. El costo depende de la configuración del modem y se encuentra alrededor de 12500 USD.

DSPComm produce el AquaComm [65] un modem inalámbrico subacuático que permite al usuario establecer la potencia de transmisión y recepción, por lo tanto ofrece una solución a aplicaciones de baja potencia y rango corto. El AquaComm se ha probado a un rango de 3 km y ofrece una tasa de datos de 100 o 480 bps dependiendo del modelo. Un modelo de 100 bps cuesta alrededor de 2800 USD y un modelo de 480bps alrededor de 3500 USD. El transductor y una cubierta de plástico suman un costo adicional de 3100 USD.

El Micro-Modem desarrollado por WHOI [77] es una alternativa de arquitectura abierta. El modem es programable y puede soportar múltiples instrumentos. Se usa actualmente para comunicación y navegación de vehículos autónomos subacuáticos o de superficie, en telemetría y observatorios de las profundidades oceánicas. El Micro-Modem emplea salto de frecuencia con modulación por desplazamiento de frecuencia (FH/FSK) o modulación por desplazamiento de fase (PSK). FH/FSK se utiliza en canales en donde se dificulta la comunicación como: zonas litorales, de aguas poco profundas, comunicaciones hacia o desde un vehículo autónomo subacuático a una tasa de 80 bps. Se utiliza PSK para canales relativamente simples por ejemplo, del fondo a la superficie marina (canal vertical) a una tasa de 5400 bps. El modem (sin la cubierta a prueba de agua) cuesta 4900 USD con un adicional de 1200 USD por el co-procesador de PSK. El transductor y el cable de ensamblaje cuestan alrededor de 3200 USD.

En la Tabla 1, se resume la información discutida sobre los módems comerciales según el fabricante y sus especificaciones más relevantes. Esta información fue una recopilación de los trabajos presentados en [5][6][68].

Tabla 1. Comparación de modem acústicos subacuáticos comerciales.

Fabricante	Tasa de datos (bps)	-Rango- Distancia de transmisión (km)	Potencia Transmisor – Receptor (W)	Costo (USD)	Diseño de Software y Firmware
LinkQuest	9600-17800 (30-50 kHz)	0.35	2 – 0.75	8000	Propietario
	2500-5000 (7.5 12.5 kHz)	10	40- 0.8	7000	Propietario
TeledyneBenthos	2400 (16 – 21 kHz)	2-6	12 – 0.4	10000	Propietario
EvoLogics	15000 (48-78 kHz)	1	2.8 - 80 – 0.5	> 12500	Propietario
DSPComm	480 (16-30 kHz)	3	Variable	6600	Propietario
Micro-modem (WHOI)	80 (FH/FSK) 5400 (PSK) (25 kHz)	1 - 10	10 - 100 – 0.2 - 2	> 8000	Arquitectura abierta

Recopilación artículos [5] [6] [68]

1.1.2 Módems de Investigación. En esta sección se presenta un resumen de las investigaciones y sistemas desarrollados en diferentes universidades cuyos artículos (aquellos que se consideraron más específicos y con mayor información) están publicados en base de datos como: IEEE Xplore (Librería Digital), Springer Link y ScienceDirect o en campus universitarios y páginas web de los grupos de investigación.

En Lisboa, Portugal, en el Instituto Superior Técnico (Universidade Técnica de Lisboa), bajo la dependencia Instituto de Sistemas y Robótica en el año 2005, João Pedro Gomes y Vítor Barroso trabajaron en un proyecto para la construcción de un prototipo de un modem acústico subacuático, publicando un reporte final en donde se tratan algunos aspectos de forma general, tales como: la estructura hardware del transmisor y receptor, algoritmos para procesamiento de señales, formato de dato, organización del software y la configuración de parámetros del mismo. El objetivo de desarrollar un prototipo de trabajo no fue alcanzado plenamente, debido principalmente a la mano de obra. Ellos afirmaron que las especificaciones preliminares de los transductores acústicos (hidrófonos y proyector) y el manejo de su electrónica ha sido producida y está prevista una solución integrada del transductor contactando un mejor fabricante. Al no poder desarrollar una plataforma hardware realmente estable, tampoco se desarrolló el código de bajo nivel para la sincronización de tareas y la interacción con el hardware E/S y dadas estas incertidumbres

significativas en el hardware, en particular en relación con los componentes directamente la interfaz de transductores acústicos (preamplificadores y amplificadores de potencia) el trabajo sobre la integración mecánica fue considerada prematura. La modulación M-PSK (operación de enlace con 4-PSK y 8-PSK) se realizó de forma coherente (aunque no es óptima desde la perspectiva de eficiencia energética) [14]. En el proyecto se buscaba una solución hardware flexible, de modo que se hiciera posible la reconfiguración para varios formatos de modulación con un mínimo esfuerzo. El modem se desarrolló sobre una tarjeta Texas Instruments basada en TMS320C6711 DSP de propósito general. Para el modulador y demodulador utilizaron los dispositivos AD6622 y AD6624, procesadores de señal para transmisión y recepción respectivamente.

El Instituto de Tecnología de Massachusetts (MIT) presentó el concepto de un modem acústico de alta flexibilidad llamado Modem Reconfigurable (rModem) en el 2006. Este modem provee una unificación entre ambientes de simulación y prototipado rápido al explorar las herramientas de Simulink (MATLAB). El hardware del modem comprende una tarjeta principal con una tarjeta hija. La tarjeta principal tiene componentes como: Un filtro análogo anti-aliasing con un ancho de banda de 1 a 100kHz para un amplio rango de operación, conversores A/D y D/A de 16-bits a 240 kHz, un DSP TMS320 C6713 de Texas Instruments, memorias de almacenamiento y una FPGA Altera Cyclone II con 35000 compuertas para procesamiento FI (frecuencia intermedia), lo que permite una operación en cualquier frecuencia portadora y ancho de banda entre 1 y 100 kHz. La tarjeta hija adicionaba las etapas del amplificador de potencia y el preamplificador, disponible para ser usada con varios transductores, como el transductor omnidireccional AT-408 manufacturado por TeledyneBenthos que operaba en una banda de 9 a 14 kHz [39]. Luego, en el 2008, el grupo de investigación implementó y realizó pruebas a lo que denominaron capa física flexible (hardware y software) sobre la plataforma rModem. Se caracterizó por el uso de modulación QPSK (quadrature phase shift keying) y códigos convolucionales, con operación half-duplex. El software fue realizado bajo MathWorks, con el uso de Simulink, Real Time Workshop y Target, herramientas de MATLAB. La verificación del modelo se realizó bajo Simulink, luego se generó el código con los periféricos requeridos. El paquete de comunicación estaba definido por un preámbulo (secuencia corta para sincronización de tramas con buenas propiedades de auto-correlación), tiempo muerto, símbolos de entrenamiento y de datos. Para las pruebas iniciales del rModem, se experimentó dentro de un tanque de 33 m de largo y 2.5 m de ancho, con una profundidad promedio de 1.4 m. Una frecuencia portadora de 12 kHz fue seleccionada para el experimento [2].

Aprovechando que el Micro-modem desarrollado por WHOI (mencionado con anterioridad) es de arquitectura abierta y toda la información de encuentra en línea, sería importante mencionar sobre qué plataforma hardware es desarrollado y cómo es el manejo de la señales. El WHOI Micro-modem [13][38] es un transmisor/receptor compacto de baja potencia y provee comunicación acústica subacuática de alta velocidad. El sistema de operación embebido de tiempo-real del Micro-modem está implementado sobre un procesador digital de señales, el TMS320C5416-DSP de Texas Instruments. En recepción, la señal de entrada análoga es muestreada con un conversor A/D de 12-bits. Tiene la capacidad de emplear salto de frecuencia con modulación por desplazamiento de frecuencia (FH/FSK) y una tasa variable de modulación por desplazamiento de fase (PSK). El control de usuario se realiza por medio del puerto serie RS-232, con un segundo puerto serial para permitir el control de instrumentos adicionales. El modem cuenta con un amplificador de potencia clase D, debido a sus características de eficiencia y simplicidad para acoplar a diferentes transductores.

En el departamento de ingeniería electrónica de la Universidad de Korea en el 2007, un grupo investigadores trabajó en un proyecto que tenía como objetivo desarrollar un modem acústico subacuático considerando el consumo de energía. Como consecuencia, el modem acústico debía ser diseñado con baja potencia. En particular el modem que desarrollaron operaba con una fuente de potencia de 3.3 V. Este modem acústico además, permite la comunicación de datos digitales por medio del microcontrolador ATMEga128L. El modem acústico se divide en dos partes: una parte del receptor y otra del emisor ultrasónico. Ambas partes usan sensores ultrasónicos para detectar o generar ondas ultrasónicas. Estos sensores a prueba de agua, usan una frecuencia de 40 kHz. El transmisor consta de tres componentes: un generador de frecuencia, un amplificador y un sensor ultrasónico. La señal se genera utilizando el esquema de modulación/demodulación ASK. Al evaluar el modem se pudo enviar información a una velocidad de 100 bps [29].

En la Universidad del Sur de California (USC) en el Instituto de Ciencias de la Información (ISI-Information Sciences Institute) diseñaron un modem subacuático [50] que tenía como propósito principal ser económico (entre 30 y 100 USD) para hacer posible el despliegue de muchos nodos sensoriales en una red para un proyecto experimental de sismos submarinos. Con el bajo costo, solo garantizaban una comunicación de corto alcance, con un rango de 50 a 500 m. Esta característica permitió el uso de un esquema simple de modulación (FSK) y detección simple no-coherente. El modem, además debía operar a baja potencia, a través del uso de un receptor que opera solo al recibir un tono de encendido (consumo de 500 μ W), así cuando no haya actividad de comunicación los nodos podrían apagarse y estar encendido solo el receptor. El modem se implementó utilizando un microcontrolador 8-bits (ATMEga128L) y un circuito integrado de radio frecuencia para el control y la comunicación basada en FSK. Con el proyecto se logró una implementación de un modem de menos de 100 USD, con una potencia de transmisión de 2 W y de recepción de 25 mW. Las pruebas con el hardware descrito las realizaron en el aire dejando las pruebas en agua como trabajo futuro.

En un proyecto de desarrollo e implementación de una plataforma de redes sensoriales subacuáticas a cargo de investigadores del Instituto de Tecnología de Massachusetts (MIT) en colaboración con el centro de tecnologías de información y comunicación CSIRO (CSIRO ICT- Information and Communication Technologies) [46] se construyeron los nodos de red (llamados Aquafleck) que contaban con sistemas de comunicación ópticos y acústicos. Cada nodo se implementó con una unidad CPU desarrollada por CSIRO llamada Fleck, basada en un microprocesador ATmega128. Inicialmente el módulo de comunicación acústica utiliza modulación FSK con una portadora de 30kHz en un rango omnidireccional de 20 m con una tasa de datos de 50 bps. Utilizaron los transductores ultrasónicos EFR-RQB40K5 (receptor) y EFR-TQB40K5 (transmisor) de Panasonic con completa resistencia al intemperie con una frecuencia de 40 kHz en aire y buen comportamiento bajo el agua con señales entre 30 y 32 kHz. La señal transmitida se generaba con el circuito integrado XR2206, un oscilador controlado por voltaje capaz de generar dos frecuencias diferentes obteniendo una señal con modulación FSK. La señal además, era amplificada a 20 V pico-a-pico antes de ser enviada al transductor. En el receptor la señal era reconstruida con un PLL (PLL loop o lazo enganchado en fase) y un circuito adaptativo ASK. Se realizaron pruebas dentro de una piscina en donde los nodos estaban entre 30 y 40 cm de profundidad, variando la distancia entre ellos. Después, se mejoró el sistema en cuanto a las capacidades acústicas, presentando una segunda generación de nodos llamados AquaNodes [47]. Estos nodos cuentan con comunicación dual, ópticamente para transmisión punto-a-punto a 330 kbps y acústicamente para comunicación broadcast sobre distancias de cientos de metros (probado hasta 400 m) a 300 bps. En este nuevo sistema el modem acústico se construyó basado en un procesador de punto fijo de propósito general de alto desempeño Blackfin BF533 DSP y utilizando la modulación FSK con una frecuencia portadora de 30 kHz.

En Colombia, universidades como: Universidad Nacional de Colombia, Universidad de Antioquía, Pontificia Universidad Javeriana, Universidad Industrial de Santander, Universidad de los Andes y Universidad del Valle, se han documentado trabajos relacionados que presentan por separado utilización y/o implementaciones de sistemas de transmisión de datos, sensores y transductores ultrasónicos. El uso de sensores ultrasónicos se presenta en el desarrollo de instrumentos de medición (de nivel, distancia, caudal, flujo), instrumentos para detección de obstáculos, detección de defectos de tuberías, inspección de concreto y otros materiales [62][63][64]. Se han utilizado señales ultrasónicas en sistemas de reconstrucciones de ambientes, equipos médicos [53][55][61] y en proyectos de investigación realizados y en curso, con el fin de estudiar las propiedades de los materiales que permiten la implementación de dispositivos que utilizan señales de ultrasonido [54][58][60]. Por otro lado, se presenta estudios relacionados con el rendimiento de tipos de modulación y demodulación empleados en diferentes tecnologías a través de simulaciones, desarrollo de software y hardware [57][59].

En aplicaciones relacionadas con dispositivos subacuáticos, en la Universidad Pontificia Bolivariana (Medellín) el Grupo A+D (Grupo de Automática y Diseño) se desarrollo un vehículo sumergible operado remotamente- VOR para inspección subacuática. Cuenta con instrumentos de medición, cámara y computador a bordo. La comunicación con el ROV la realizan por medio de fibra óptica y de dispositivos convertidores que permiten la conexión con el procesador a bordo [16][56]

La revisión presentada en este capítulo ha permitido identificar dos esquemas de modulación y demodulación con mayor uso en sistemas de comunicación acústica subacuática, FSK y PSK. Las tendencias de diseño exponen el uso de las técnicas no-coherentes (FSK) en ambientes subacuáticos poco profundos (< 30 m) y con rangos de distancia medios y altos (>100 m). De esta manera se mitigan los efectos de multitrayectoria y las variaciones de fase. Sin embargo, recientemente se han explorado técnicas de modulación de fase coherente (como PSK) para mejorar el aprovechamiento del ancho de banda. Aunque la técnica de fase-coherente no es la opción óptima desde la perspectiva de eficiencia energética, es una opción viable para lograr transmisión de datos de alta velocidad.

Se han logrado identificar tres tipos de plataforma hardware: DSP, Microcontroladores y FPGA. Las dos primeras plataformas son las de mayor uso reportado en la literatura. Sin embargo, las FPGA proveen sistemas de buena funcionalidad a bajos costos y con flexibilidad para realización y desarrollo de pruebas con diferentes esquemas y algoritmos de comunicación.

Este trabajo presenta como primera aproximación el diseño de módulo de comunicación acústica subacuática en el que se utiliza técnicas de modulación y demodulación BFSK (o FSK binaria). El diseño fue sintetizado en una FPGA Spartan-3 XC3S200 para futuras pruebas con transductores acústicos una vez sean implementadas las etapas de conversión A/D y D/A. Para verificar el funcionamiento de la técnica se desarrollaron algoritmos en MATLAB para la generación de las señales de excitación y el análisis posterior de la señal recibida.

2 CONCEPTOS TEÓRICOS Y PRÁCTICOS QUE INTERVIENEN EN LA COMUNICACIÓN ACÚSTICA SUBACUÁTICA

La comunicación subacuática se ha hecho necesaria en aplicaciones relacionadas con la exploración de cuerpos de agua, como los océanos, ríos, lagos y estanques; entornos en los que se llevan a cabo actividades humanas industriales, comerciales, de comunicaciones e investigaciones científicas. La decisión de abordar en este proyecto el problema de comunicación subacuática inalámbrica a través del uso de ondas acústicas, es principalmente debido a que este tipo de comunicación es la técnica más versátil y ampliamente usada en ambientes subacuáticos [21].

No obstante, las ondas acústicas no son el único medio para enviar o recibir una señal bajo el agua; cada una de las formas de onda física tiene sus ventajas y desventajas. Por ejemplo, “las ondas de radio pueden propagarse largas distancias a través del mar a extra baja frecuencia (30 – 300 Hz), pero esto requiere antenas muy grandes¹ y transmisores de alta potencia. Las ondas ópticas son afectadas por la dispersión, en consecuencia se requieren dispositivos laser de alta precisión. Por su parte, las ondas acústicas siguen siendo la mejor solución para la comunicación subacuática en aplicaciones donde es inaceptable que los dispositivos estén anclados o sujetos a una conexión cableada [40]. En la Tabla 2 se exponen las diferencias entre los tipos de tecnología que pueden utilizarse para la comunicación subacuática [5]

Tabla 2. Comparación de Comunicación Subacuática – RF, óptica y acústica

	RF	Óptica	Acústica
Velocidad de onda (m/s)	$\sim 3 \times 10^8$	$\sim 3 \times 10^8$	$\sim 1.5 \times 10^3$
Tasa de datos	< 10 Mbps	< 1 Gbps	< 100 kbps
Rango efectivo	~ 1 -100 m	~ 1 -100 m	$\sim$ km
Perdidas de potencia	~ 28 dB/1 km/100 MHz	$\propto$ turbiedad	>0.1 dB/m/Hz
Banda de frecuencia	$\sim$ MHz	$\sim 10^{14} - 10^{15}$ Hz	$\sim$ kHz
Principales obstáculos	Potencia limitada	Entorno limitado ²	BW limitado

Se observa que las ondas de radio proveen alta tasa de transmisión de datos, pero están sujetas a una fuerte atenuación por la conductividad del agua de mar. Las ondas ópticas también cuentan con una tasa de datos alta, pero se atenúan dependiendo de la turbiedad del agua. Por su parte, las ondas acústicas permiten largas distancias de transmisión pero la tasa de datos es baja y se transmiten en múltiples trayectorias.

¹ “Una radiación eficiente de energía electromagnética requiere de antenas cuyas dimensiones físicas sean por lo menos 1/10 de su longitud de onda” [9]

² Entornos sin turbulencia, con poca variación de temperatura, salinidad y turbiedad

Generalmente las aplicaciones desarrolladas en comunicación inalámbrica subacuática utilizan las ondas acústicas porque son las portadoras más confiables y robustas; por ello este trabajo propone el uso del ultrasonido para transmisión y recepción de datos bajo el agua.

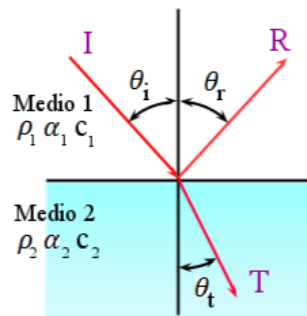
2.1 PROPAGACIÓN DE LAS ONDAS EN EL CANAL ACÚSTICO SUBACUÁTICO

Las ondas sonoras pueden propagarse más rápido en el agua que en aire, con una velocidad alrededor de 1500 m/s. En comparación con las ondas electromagnéticas que tienen una velocidad en agua de $\frac{3}{4}$ partes de la velocidad de la luz [10], sin embargo han proporcionado la respuesta adecuada para la mayoría de aplicaciones.

A continuación se describen tres fenómenos físicos que afectan la propagación de la onda, explicando su comportamiento al encontrar un objeto o cambiar de medio de propagación.

La reflexión: es el fenómeno físico que explica la incidencia de las ondas contra un material que difiere del actual en el cual se está propagando, lo que provoca un cambio de dirección de las ondas, debido a esas diferencias de los dos medios. La Figura 1 ilustra una interfaz que separa dos medios líquidos homogéneos:

Figura 1. Reflexión de una onda acústica



Los parámetros ρ , c y α denotan la densidad, la velocidad de sonido y la atenuación del medio. I es la onda incidente, R la onda reflejada y T la onda transmitida.

$$\textit{Angulo Incidente} = \textit{Angulo Reflejado}$$

(1)

$$\theta_i = \theta_r$$

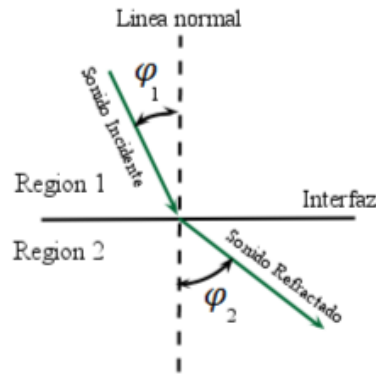
La refracción: En el caso práctico, las ondas de sonido no se transmiten en interfaces discontinuas bajo el agua. Las variaciones continuas de presión y temperatura debidas a la profundidad hacen que un cuerpo de agua se entienda como varias capas de líquido. Para dos capas en cualquier posición del enlace entre dos nodos de comunicación, la dirección

de propagación de la onda en el medio cambia, esto es lo que se conoce como refracción. La Ley de Snell, dada en la ecuación (2) expone este fenómeno

$$\frac{\sin \varphi_1}{v_1} = \frac{\sin \varphi_2}{v_2}, \quad (2)$$

donde v y φ son respectivamente la velocidad de propagación y el ángulo de inclinación formado por la línea de dirección de la propagación y la línea normal a la interfaz que separa dos capas bajo el agua como lo mostrado en la Figura 2

Figura 2. Refracción de una onda acústica a través de una interfaz. Dos regiones con velocidades diferentes



*Para $v_1 > v_2$ el ángulo $\varphi_1 > \varphi_2$, la onda refractada se acerca a la línea normal.

**Para $v_1 < v_2$ el ángulo $\varphi_1 < \varphi_2$, la onda refractada se aleja de la línea normal.

La difracción o dispersión: es un proceso físico en el cual una o más superficies no-uniformes al medio obligan a la onda a desviarse de la trayectoria recta en la que se está propagando, provocando que se curve o se disperse. Este además incluye la desviación de la radiación reflejada por ángulo previsto en la ley de reflexión. Este fenómeno es relevante para los canales subacuáticos.

Ahora bien, la propagación de ondas bajo el agua se determina por las pérdidas de transmisión, el ruido, la reverberación y la variabilidad temporal y espacial del canal. Las pérdidas por transmisión y el ruido son los factores principales que determinan el ancho de banda disponible, la distancia de transmisión y la relación señal-ruido del dispositivo. El tiempo variable de las múltitrayectorias o multicaminos³ influye en el diseño y procesamiento de la señal, usualmente imponiendo limitaciones en el rendimiento del sistema [40].

³ Diversidad de trayectos posibles que sigue una señal emitida inalámbicamente, generalmente cada camino presenta características muy diferentes del resto haciendo que al receptor lleguen copias de la señal con distintas amplitudes, fases y retardos.

2.1.1 Pérdidas de Propagación. Las pérdidas de propagación causan que la amplitud de una onda acústica disminuya gradualmente a medida que viaja a través del medio. Estas pérdidas se presentan principalmente por la absorción del agua y la dispersión esférica⁴. Esta última conlleva a que la intensidad de la onda decrezca debido a que la potencia total se distribuye en una superficie esférica.

2.1.1.1 Pérdidas por Absorción. Un modelo matemático que expresa la atenuación debida a la absorción es presenta por Clay [17]:

$$\text{pérdidas } dB = \alpha x, \quad (3)$$

donde α se conoce como el coeficiente de atenuación y x es la distancia que recorre la onda en metros. El coeficiente de atenuación se deriva de una variedad de factores. Teniendo en cuenta la viscosidad de corte y de compresión, en [17] se muestra las expresiones para determinar los coeficientes de atenuación α_F y α_S en agua dulce y salada, respectivamente.

Para una temperatura de 20°C, los coeficientes de atenuación en agua dulce y salada pueden ser simplificados a las ecuaciones (4) y (5), respectivamente:

$$\alpha_F = 2.754 \times 10^{-13} \times f^2 \text{ dB/m} \quad (4)$$

$$\alpha_S = \left[2.754 \times 10^{-13} + \frac{10.083 \times 10^{-2}}{f^2 + 2.019 \times 10^{10}} + \frac{1.6944 \times 10^{-4}}{f^2 + 1.993 \times 10^6} \right] f^2 \text{ dB/m} \quad (5)$$

La atenuación es una de las dos principales causas de las pérdidas de propagación. Esta es altamente dependiente de un gran número de variables incluyendo la frecuencia, la temperatura y la presión. A través de los modelos⁵ de atenuación como los presentados previamente (junto con el modelo de pérdidas por dispersión esférica, que se discutirá en la sección 2.1.1.2) los rangos de comunicación de las señales acústicas pueden ser estimados.

2.1.1.2 Pérdidas por Dispersión. Cuando las ondas se producen, típicamente irradian en una forma esférica. La Figura 3 ilustra este proceso. La fuente puntual está en el centro y la onda emitida es la esfera. Esta esfera seguirá creciendo hacia el exterior a medida que se propaga la onda. Las pérdidas por dispersión se deben a esa expansión esférica.

Para calcular la pérdida asociada con la dispersión esférica, la ecuación (6) expresa la potencia:

$$P = \int_S I \cdot dA, \quad (6)$$

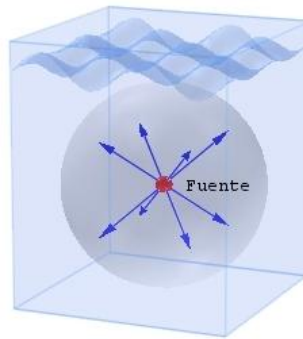
⁴ Una fuente puntual irradia sonido en todas las direcciones con la misma intensidad [18]

⁵ Cabe aclarar que otras simplificaciones y aproximaciones han sido exploradas.

donde P Potencia expresada en Watts (W), I la intensidad de la onda acústica en Watts por metro cuadrado (W/m^2) y S es la superficie en metros cuadrados (m^2), que en este caso es una esfera de radio r en metros (m).

Una vez la fuente puntual emite, la onda acústica transportará una cantidad fija de potencia. Ignorando la energía absorbida por el medio, esta potencia permanecerá constante.

Figura 3. Onda acústica difundida esféricamente por una fuente puntual



La distancia recorrida por la onda es el radio de la esfera. Pero como la onda viaja a través del medio, el radio y el área superficial de la esfera crecerán. Entonces, la intensidad de la onda acústica decrecerá, debido a que la potencia total es distribuida sobre la superficie creciente de la esfera. La ecuación (7) representa esta relación matemática:

$$P = 4\pi r_1^2 \times I_1 = 4\pi r_2^2 \times I_2 \quad (7)$$

$$r_1^2 \times I_1 = r_2^2 \times I_2$$

donde: r_1 Distancia inicial desde la fuente en metros (m)

I_1 Intensidad inicial en W/m^2

r_2 Nueva distancia desde la fuente en metros (m)

I_2 Nueva intensidad en W/m^2

Se observa entonces, que la intensidad nueva es una relación entre la intensidad inicial y una distancia. La intensidad de la onda a una unidad de distancia es simplemente la potencia original dividida por 4π . Por tanto, al sustituir $r_1 = 1$, se obtiene la ecuación (8) por pérdidas de dispersión esférica (esta se conoce como la relación del cuadrado-inverso):

$$I = \frac{I_o}{r^2} \quad (8)$$

donde: I Intensidad de la onda a r metros de la fuente en W/m^2

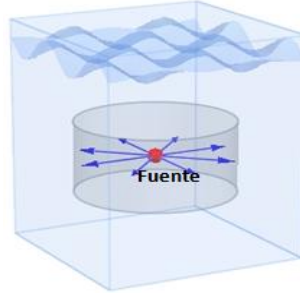
I_o Intensidad original a una unidad de distancia (1 m) de la onda en W/m^2

r Distancia desde la fuente en metros (m)

Cabe señalar que para rangos-altos⁶ y para la propagación en aguas-poco profundas⁷, la dispersión será de forma cilíndrica, debido a que las ondas se limitan con la superficie y el fondo. Usando un método similar al anterior, pero tomando $S = h \times 2\pi r$ (donde h es la profundidad), la pérdida por dispersión cilíndrica es:

$$I = \frac{I_0}{r} \quad (9)$$

Figura 4. Onda acústica difundida cilíndricamente por una fuente puntual



Nótese que el modelo presentado asume que el fondo es plano. Las señales acústicas son atenuadas por la interacción con la superficie y el fondo. Estas pérdidas son causa de la dispersión en ambas interfaces (o fronteras) y por las pérdidas por absorción en el fondo. Cuando la superficie es áspera la reflexión de la energía acústica se dispersa en múltiples direcciones, y aquellas que no están en dirección del receptor se pierden. Por otro lado, la absorción de las ondas en el fondo es más alta que en el agua por lo que también se producen pérdidas de la señal. Lo presentado en esta sección ofrece un adecuado modelo de pérdidas por propagación.

2.1.2 Ruido. El ruido ambiental se define como “el ruido de fondo procedente de múltiples fuentes no identificadas” [21]. Un ejemplo de una fuente de ruido en la superficie es el rompimiento de las olas asociadas con la producción de burbujas. El nivel de ruido ambiental bajo el agua puede tener grandes fluctuaciones dependiendo del tiempo, la ubicación y/o la profundidad. Sin embargo, es posible expresar una función que describa el rango de magnitudes aproximadas para caracterizar el ruido ambiental subacuático en términos muy generales. En consecuencia, el ruido debe ser considerado al momento de seleccionar una banda de frecuencia adecuada para la comunicación acústica subacuática [40]. Las fuentes primarias de ruido ambiental pueden ser categorizadas por la frecuencia. En un rango de frecuencia de 20-500 Hz, el ruido es generado por transporte marítimo. En el rango de 0.5-100 kHz se debe a las burbujas asociadas con el rompimiento de las olas. En el rango por encima de 100 kHz domina el ruido térmico (ruido generado por el movimiento browniano de las moléculas de agua). [5]

⁶ Distancias de un rango-alto comprenden 10 a 100 km [40]

⁷ El termino aguas “poco profundas” no tiene una definición estricta, pero usualmente es < 100 m de profundidad [40]. Las aguas “muy poco profundas” son menor a 30 m [34].

Así pues, el ruido y la atenuación, ambos dependientes de la frecuencia, determinan la relación entre el rango disponible, el ancho de banda y la relación señal-ruido (SNR) en la entrada del receptor [40]. Con un ancho de banda limitado, la señal está sujeta a propagarse en multitrayectoria a través de un canal cuyas características varían con el tiempo y son altamente dependientes de la ubicación del transmisor y el receptor.

2.1.3 Ecuación del sonar pasivo. Una vez dadas la intensidad de la fuente (SL), el nivel de ruido ambiental (NL) y conociendo las ecuaciones de pérdidas por absorción y difusión, se puede hacer uso de la ecuación del sonar pasivo para determinar la distancia máxima de transmisión que se puede lograr según la relación señal-ruido (SNR) deseada en el receptor. La ecuación del sonar pasivo está dada por:

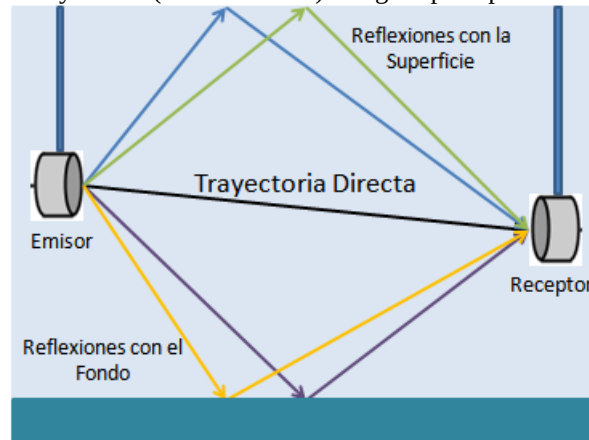
$$SNR(dB) = SL - TL - NL \quad (10)$$

Donde SNR es la relación señal-ruido deseada en el receptor, SL es el nivel de la fuente, TL es las pérdidas de transmisión debido a la absorción y dispersión y NL es el nivel del ruido debido al entorno.

2.1.4 Multitrayectoria y Reverberación. La reverberación es un fenómeno físico que proviene de la reflexión del sonido. Este consiste en una ligera permanencia del sonido debido a las ondas reflejadas una vez que la señal original se ha extinguido. Dichas ondas llegan al receptor en diferentes momentos de tiempo (variabilidad temporal)

La trayectoria múltiple o multitrayectoria (en algunos textos multicamino) se presenta cuando la onda transmitida se dispersa y toma una diversidad de trayectos y generalmente cada camino presenta diferentes características haciendo que al receptor lleguen copias de la señal con distintas amplitudes, fases y retardos (variabilidad espacial) (Ver la Figura 5). Dos fenómenos causan la propagación en multitrayectoria; la reflexión en las fronteras (el fondo, la superficie y cualquier otro objeto en el agua) y la curvatura del rayo (la velocidad del sonido es función de la profundidad y los rayos de la onda siempre se curvan hacia las regiones de menor velocidad de propagación).

Figura 5. Fenómeno de multitrayectoria (o multicamino) en aguas poco profundas.



La estructura de la multitrayectoria depende de la configuración del enlace, el cual es diseñado como horizontal o vertical. Mientras los canales verticales muestran poca multitrayectoria, los horizontales presentarán difusión en multitrayectoria extremadamente alta. Cabe anotar, que los canales con una distancia en rangos medios⁸ y altos, la propagación en multitrayectoria causa severa degradación de las señales de comunicación acústica. Así, para un sistema de comunicación digital que usa una señal portadora, la propagación multitrayectoria causa Interferencia de Intersímbolo (ISI) Este tipo de interferencia en el canal acústico subacuático se presentan diez o hasta cien vez más que en el conocido canal RF.

Variabilidad espacial y temporal. La variabilidad espacial y temporal de la velocidad del sonido en el agua resulta de las propiedades físicas no-homogéneas del agua. Como ya se dijo con anterioridad, ambas se presentan debido a las trayectorias múltiples que sigue la señal irradiada. Cabe anotar que hay multitrayectorias (llamadas macro) que pueden ser modeladas con precisión. Para mayor información puede dirigirse a [40].

2.1.5 Efecto de las burbujas en un canal de comunicaciones acústico subacuático

Una burbuja es un globo de una sustancia en otra, por ejemplo una burbuja de aire en agua. Pueden ser generadas por el rompimiento de las olas, los vientos que generan turbulencia en la superficie, gases que se encuentren disueltos en aguas profundas y en general movimientos bruscos del medio. Los efectos de las burbujas en la velocidad del sonido indican teóricamente, que la población de burbujas es una función de la profundidad, el rango o alcance y la velocidad del viento. Hay evidencia [52], que indica que fuertes cambios en la velocidad del sonido se producen por la presencia de enjambres de micro-burbujas especialmente de 7 kHz a 50 kHz, además los resultados son consistentes con los datos medidos en la banda de alta frecuencia.

Las burbujas son los más eficientes dispersores en el agua. Debido al hecho de que en un amplio rango de frecuencias esta dispersión es de carácter resonante [8] (Las burbujas resuenan a una frecuencia proporcional a su tamaño). Las burbujas no solo dispersan, también absorben energía acústica. Esa cantidad energía dispersa depende del tamaño del reflector, su densidad y concentración. Además, una concentración suficientemente alta puede cambiar notablemente la compresibilidad del agua y consecuentemente la velocidad del sonido parece depender de la frecuencia.

La propagación del sonido a través de un medio que contiene burbujas está acompañada por fluctuaciones de fase de la onda de sonido debido a las fluctuaciones de la velocidad del sonido al cambiar de medio.

⁸ Distancias de un rango-alto comprenden 1 a 10 km [40].

2.2 TRANSDUCTORES ACÚSTICOS PARA APLICACIONES SUBACUÁTICAS

Para hacer posible la comunicación entre dos puntos bajo el agua, se requieren elementos que conviertan los datos que se desean transmitir en una señal con propiedades físicas que se acoplen al canal de transmisión acústico, por ello se explican a continuación los tipos de transductores disponibles para llevar a cabo esta tarea. Hay seis tipos de mecanismos principales para la transducción electroacústica: piezoeléctrico, electrostrictivo, magnetostrictivo, electrostático, de reluctancia variable y de bobina móvil. En los primeros tres mecanismos las fuerzas eléctricas o magnéticas se generan a través de todo el material activo, por ello son llamados transductores de fuerza de cuerpo. Los otros tres, son llamados transductores de fuerza superficial. Es importante mencionar, que los transductores piezoeléctricos y de bobina móvil tienen mecanismos lineales para vibraciones de pequeña amplitud, al contrario de los otros cuatro tipos de transductores que son inherentemente no-lineales y tienen que ser polarizados para lograr una operación lineal incluso para pequeña amplitud.

Los transductores más usados para aplicaciones subacuáticas se construyen usando materiales piezoeléctricos. La razón más importante de su amplio uso en este tipo de aplicaciones esta asociada con sus propiedades electromecánicas. Los materiales piezocerámicos, especialmente PbTiO_3 (Titanato de plomo) y PbZrO_3 (Zirconato de plomo), tienen un factor de acoplamiento electromecánico k más alto que cualquier material magnetostrictivo (Ver Tabla 3). Un factor de acoplamiento alto significa que la eficiencia del transductor como transmisor será alta y la sensibilidad como receptor también lo será. Además, el PZT (Titanato-Zirconato de Plomo) tiene alta capacidad en la manipulación de la potencia con una *densidad de energía electromecánica* de 650 J/m^3 , siendo una característica esencial al ser usado como transmisor. Así mismo, las pérdidas dieléctricas en las cerámicas son más bajas que las pérdidas magnéticas en muchos de los materiales magnetostrictivos, lo que favorece la eficiencia del transmisor [35].

Otra ventaja de las cerámicas piezoeléctricas es que son fácilmente moldeables y pueden construirse una gran variedad de formas tales como: Barras, placas, discos, cilindros y esferas. Una tercera razón del porque las cerámicas piezoeléctricas son los materiales dominantes para construir transductores es que los campos eléctricos pueden ser generados fácilmente. Los electrodos pueden ser aplicados a las superficies de la cerámica en varias configuraciones dependiendo de la dirección deseada del campo eléctrico [35].

En este proyecto se utilizaron dos transductores piezoeléctricos⁹ desarrollados en un trabajo paralelo en el Laboratorio de Vibraciones y Acústica de la Escuela de Ingeniería Mecánica, ya que son apropiados debido a sus características de robustez y eficiencia actuando como transmisores y receptores. A continuación se exponen los conceptos de la teoría de piezoelectricidad. Se mostrarán además, aquellos factores que se deben tener en cuenta para diseñar e implementar un transductor piezoeléctrico.

⁹ Un emisor y un receptor con características similares.

Tabla 3. Comparación de materiales piezoeléctricos y magnetostrictivos.

Material	Factor de acoplamiento (k)	Densidad de energía electromecánica (J/m ³)
Titanato-Zirconato de Plomo ($\text{Pb}[\text{Zr}_x\text{Ti}_{1-x}]\text{O}_3$) Piezoeléctrico	0.62	650
Titanato de Bario (BaTiO_3) Piezoeléctrico	0.45	86
Niquel Magnetostrictivo	0.3	27
4% CoNi (Aleación niquel-cobalto) Magnetostrictivo	0.4	23
Ferrita de Niquel Magnetostrictivo	0.4	17
Terfenol ($\text{Tb}_x\text{Dy}_{1-x}\text{Fe}_2$) Magnetostrictivo	0.6	400

2.2.1 Fundamentos de Piezoelectricidad

Efecto piezoeléctrico en materiales cerámicos. El *efecto piezoeléctrico* fue descubierto por Jacques and Pierre Currie en 1880. Ellos encontraron que si ciertos cristales se someten a una tensión mecánica, estos se polarizan eléctricamente y el grado de polarización es proporcional a la tensión aplicada (*efecto piezoeléctrico directo*). Además, descubrieron que estos mismos materiales se deforman al ser sometidos a un campo eléctrico, lo que se conoce como *efecto piezoeléctrico inverso* [37].

El efecto piezoeléctrico se exhibe en una serie de cristales de origen natural, por ejemplo: el cuarzo, la turmalina y el tartrato de sodio y potasio. Ya que el efecto piezoeléctrico presentado en materiales naturales es muy pequeño, se han desarrollado materiales cerámicos ferroeléctricos policristalinos tales como titanato de bario y titanato-zirconato de plomo (PZT) con mejores propiedades. Estas cerámicas ferroeléctricas cuando se polarizan se vuelven piezoeléctricas.

2.2.2 Comportamiento dinámico. En la Figura 6 se muestra la respuesta en frecuencia alrededor de la frecuencia de resonancia de un transductor PZT desde el punto de vista eléctrico. Los transductores piezoeléctricos en la vecindad de su frecuencia de resonancia tienen un comportamiento eléctrico equivalente a un circuito oscilante RLC en serie (una impedancia acústica Z), con una capacitancia estática C_0 conectada en paralelo como se muestra en la Figura 7. La capacitancia estática representa una capacitancia que depende del espesor del transductor, de la permitividad, el tipo del material PZT y del área de los electrodos. Esto hace que la impedancia eléctrica en la resonancia varíe con estas características.

Figura 6. Respuesta en frecuencia teórica de un elemento piezoeléctrico.

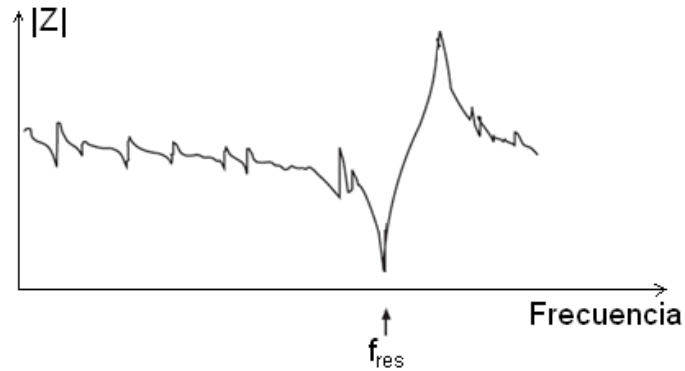
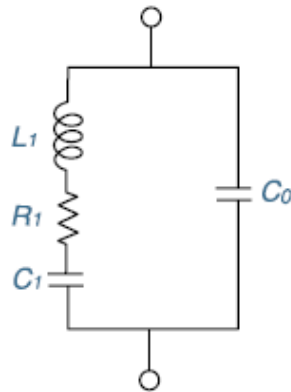


Figura 7. Circuito eléctrico RLC equivalente. Comportamiento en la vecindad de la frecuencia de resonancia de la cerámica piezoeléctrica PZT



2.2.3 Material. En la selección de una cerámica piezoeléctrica, es importante definir el tipo de cerámica y su geometría, ya que estos factores afectan las propiedades piezoeléctricas de la misma.

Las cerámicas piezoeléctricas se clasifican comúnmente en seis (6) tipos. Típicamente las propiedades de cada tipo son:

Tipo I: Una composición modificada de zirconato titanato de plomo (PZT) generalmente usada en aplicaciones acústicas de media y alta potencia. Su “resistencia” a la despolarización en el manejo de campos eléctricos y/o tensión mecánica altas hacen adecuada esta composición para aplicaciones acústicas inmersión a grandes profundidades.

Tipo II: Una composición modificada de zirconato titanato de plomo (PZT) para conseguir mayor sensibilidad, pero que no es adecuada para manejar altos campos eléctricos debido al calentamiento por pérdidas dieléctricas. Este material es más adecuado para dispositivos pasivos tales como hidrófonos. Las ventajas además incluyen mejor tiempo de establecimiento.

Tipo III: Similar al Tipo I pero mejorado en gran medida para uso de altos campos eléctricos por sus bajas pérdidas. La dependencia de las pérdidas dieléctricas y mecánicas se reduce sustancialmente. Sin embargo, en bajos a moderados niveles eléctricos el material Tipo I podría ser una mejor opción debido a la mayor actividad electromecánica.

Tipo IV: Un cuerpo modificado de titanato de bario para el uso de aplicaciones con moderados campos eléctricos. Se caracteriza por actividad piezoeléctrica baja.

Tipo V: Una composición intermedia entre Tipo II y IV, siendo utilizados conforme a lo dicho.

Tipo VI: Similar al Tipo II con mayor sensibilidad y constante dieléctrica.

Estos seis (6) tipos de cerámicas piezoeléctricas pueden ser clasificadas en dos grupos generales: cerámicas duras y blandas. Las cerámicas duras tienen bajas pérdidas dieléctricas y mecánicas, son generalmente mejores que las cerámicas blandas para generar una señal, ya que las últimas tienen bajos factores de calidad mecánica y pobre linealidad, aunque son generalmente mejores para la recepción de señales. Las cerámicas blandas producen mayor desplazamiento y más amplio ancho de banda, pero exhiben mayor histéresis y son más susceptibles a la despolarización.

2.2.4 Geometría. La geometría del elemento y la dirección de la polarización determinan la dirección de radiación de señales acústicas, así como las propiedades electromecánicas del elemento cerámico, tales como la frecuencia de resonancia, la capacitancia, el voltaje generado bajo carga y los desplazamientos, todo ello depende de la geometría seleccionada.

Las propiedades independientes de la geometría incluyen al coeficiente de acoplamiento electromecánico, la constante piezoeléctrica, la constante dieléctrica, la temperatura de Curie y el factor de disipación, las cuales dependen del material.

Para comunicaciones subacuáticas, las cerámicas son usualmente omni-direccionales en un plano horizontal para reducir la reflexión con la superficie y el fondo. Un cilindro vibrando radialmente provee un patrón de radiación polar o panorámico (omni-direccionalidad 2D) en el plano perpendicular al eje de simetría [5].

2.2.5 Acoplamiento Acústico. Para desarrollar transductores acústicos es necesario adaptar el elemento primario (la cerámica piezoeléctrica) al medio en el cual se realizará la transmisión. Por ello es necesario, examinar el concepto de acoplamiento acústico.

La impedancia acústica está dada por la ecuación (11):

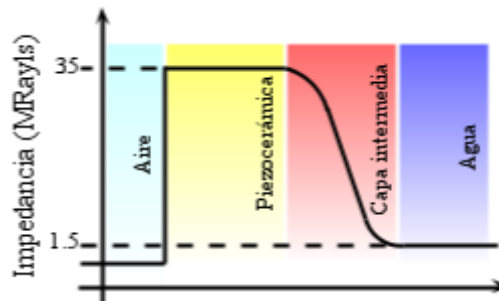
$$Z = \rho \cdot c \quad (11)$$

Donde ρ es la densidad del medio y c es la velocidad del sonido en el medio. La velocidad del sonido en los sólidos se determina por la ecuación (12), donde E es el módulo de Young o módulo elástico longitudinal.

$$c = \sqrt{\frac{E}{\rho}} \quad (12)$$

La teoría de acoplamiento de impedancia acústica entre capas expone que la capa de transición debe tener una impedancia entre ambos valores (ver la Figura 8) para mitigar parcialmente la pérdida de energía debido a la gran diferencia entre la impedancia del agua y la impedancia de la cerámica piezoeléctrica. Muchas configuraciones de adaptación han sido propuestas, por ejemplo capas de un cuarto de longitud de onda ($\lambda/4$) de espesor y variaciones de esta configuración tales como $\lambda/8$ y $(n + 1)\lambda/4$, pilas de capas de $\lambda/4$, configuraciones de media-longitud de onda ($\lambda/2$) y varias capas de adaptación muy delgadas cuya suma de espesores es $\lambda/4$ [15].

Figura 8. Impedancia acústica de la capa de transición.



Sin importar la configuración, el aspecto clave de diseño es la impedancia acústica de la capa exterior, la cual está limitada por la disponibilidad de materiales que proveen la impedancia acústica necesaria, con baja atenuación y que opere en la frecuencia de trabajo.

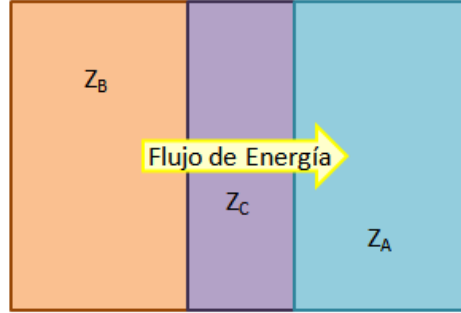
Con las diferentes configuraciones de capas de adaptación y backing¹⁰ pueden lograrse mayor sensibilidad y ancho de banda. En [15] se presentan dos procedimientos para determinar la impedancia acústica óptima de las capas de adaptación $\lambda/4$. El primer procedimiento se basa en la optimización de transferencia de energía a través de las interfaces que envuelven el problema: la capa de adaptación hacia el elemento activo y la capa de adaptación hacia el medio, el agua, y en la cual la capa de la cerámica piezoeléctrica se considera infinita.

¹⁰ Capa de amortiguamiento que en términos generales atenúa las radiaciones indeseadas en capas interiores o traseras. Un backing apropiado mejora el desempeño en ancho de banda de los transductores.

En una interfaz plana entre un medio A (agua) y un medio B (cerámica piezoeléctrica), tienen impedancias acústicas Z_A y Z_B respectivamente. Para la máxima transferencia de energía, dados los valores de Z_A y Z_B el valor de impedancia de la capa de adaptación Z_C , está dada por la ecuación (13):

$$Z_C = \sqrt{Z_A \cdot Z_B} \quad (13)$$

Figura 9. Relación de impedancias acústicas para máxima transferencia de energía



El segundo procedimiento fue propuesto por Desilets y otros [15]. En este caso el espesor de la capa de la cerámica piezoeléctrica se considera finito. Se utiliza un modelo de línea de transmisión (KLM) y se imponen un ancho de banda óptimo y una eficiencia máxima para determinar el número de capas de adaptación $\lambda/4$ requeridas y la impedancia acústica de cada una. Primero se determina el número de capas de adaptación con Z_A , Z_B y el coeficiente de acoplamiento piezoeléctrico de la cerámica k^2 . Luego la impedancia de las capas se determina según el caso, por ejemplo cuando se utiliza solo una capa $\lambda/4$, la impedancia acústica está dada por la ecuación (14):

$$Z_C = Z_A^{2/3} \cdot Z_B^{1/3} \quad (14)$$

Entre los materiales que se utilizan para construir las capas de adaptación y backing se encuentra la resina epóxica mezclada con diferentes polvos metálicos como alúmina (óxido de aluminio Al_2O_3), plata, cobre, oro, níquel, platino, tungsteno (o wolframio), y otros materiales como grafito, polvo de silicio y trozos de vidrio.

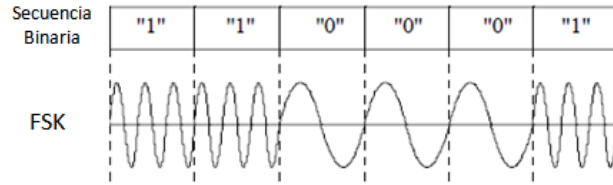
2.3 DISEÑO TEÓRICO DEL MÓDULO DE COMUNICACIÓN ACÚSTICA SUBACUÁTICO

Para el envío de datos digitales sobre un canal analógico es necesario el uso de técnicas de modulación que permiten acoplar la señal con el medio de transmisión, en este caso el agua.

En la implementación de módems acústicos para aplicaciones subacuáticas se han utilizado diferentes esquemas de modulación como PSK, QAM, DSSS y FSK. En la tabla B (ANEXO B) se muestran ventajas y desventajas entre estos cuatro esquemas de modulación teniendo como referencia lo presentado en los antecedentes. Como una primera aproximación, en este proyecto se utiliza el esquema de modulación BFSK para aguas poco profundas.

La modulación FSK es un esquema de modulación típico utilizado en ambientes subacuáticos para enviar datos (generalmente señales de control o monitoreo de sensores) a tasas de bits bajas generalmente entre 80 bps y 300bps. El esquema de modulación BFSK o FSK binario, consiste en la conmutación entre dos frecuencias llamadas ‘marca’ y ‘espacio’, las cuales corresponden al uno y cero binario, respectivamente.

Figura 10. Modulación BFSK



En modulación binaria FSK (BFSK) la frecuencia instantánea de la portadora se conmuta en entre dos valores en respuesta al dígito binario de entrada. La forma de la señal se muestra en la Figura 10. La ecuación (15) describe la señal de transmisión $s(t)$ del i -ésimo bit que se produce por la técnica de modulación [48]:

$$s(t) = A_c * \cos \left[2\pi \left(f_c + b(t) \cdot \frac{\Delta f}{2} \right) t + \theta_i \right], \quad (15)$$

donde $b(t)$ es el valor del bit transmitido en forma bipolar donde ‘1’ corresponde al ‘1’ binario y ‘-1’ corresponde al ‘0’ binario, f_c la frecuencia central y Δf es la separación entre la frecuencia de espacio y la frecuencia de marca. El sistema de modulación BFSK más común es aquel con modulación rectangular de frecuencia, amplitud constante y fase continua (es decir, no se producen discontinuidades cuando cambia la frecuencia). Este esquema de modulación es robusto frente a variaciones del canal. En términos subacuáticos canales denominados ‘difíciles’ tales como: aguas poco profundas (<30m), zonas litorales y de comunicación hacia y desde vehículos subacuáticos [13].

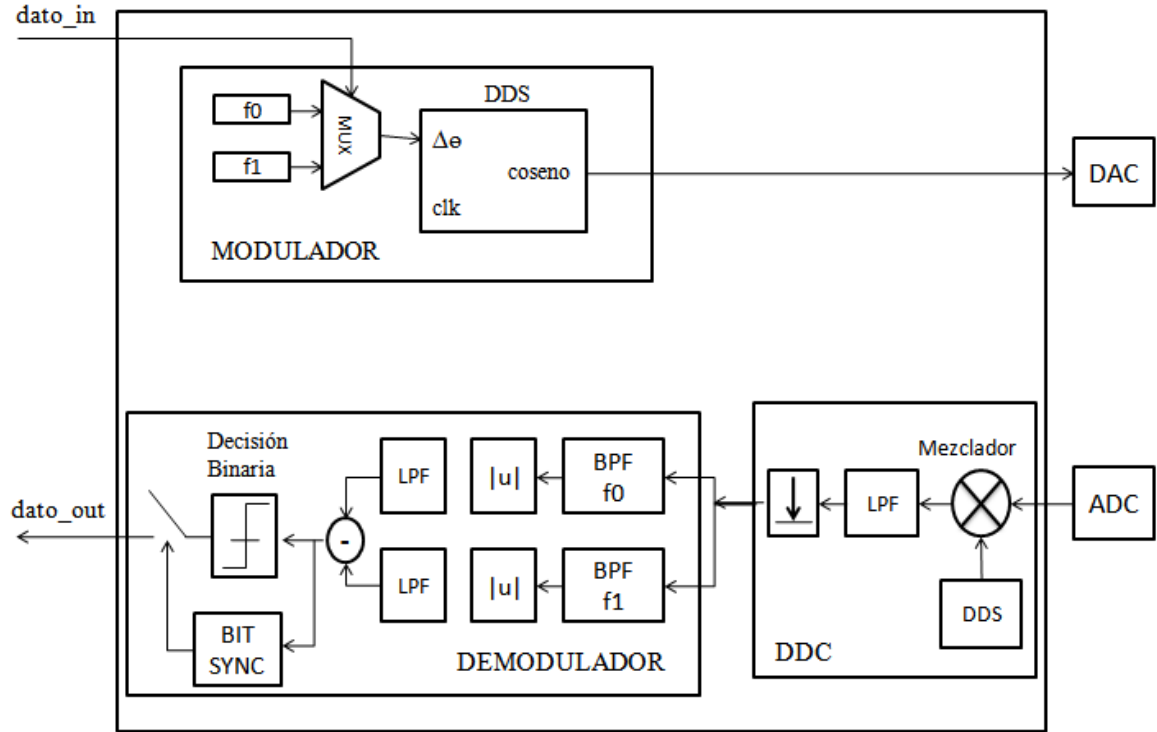
Ahora bien, para implementar el módulo de comunicación con base en el esquema de modulación/demodulación BFSK, se requiere una plataforma hardware. En la investigación (presentada en el capítulo 1) se identificaron tres tipos de hardware utilizados en estas aplicaciones: El microcontrolador (μ C), procesador digital de señales (DSP) y arreglos de compuertas lógicas programable (FPGA). En la Tabla 4 se presenta un cuadro comparativo de las tres plataformas. Por disponibilidad y con el fin de implementar un módulo de comunicación reprogramable en hardware en este proyecto se seleccionó como plataforma hardware una FPGA Xilinx Spartan-3. Esto permite tener una solución en hardware flexible, permitiendo la reconfiguración para varios formatos de modulación y aceptando transductores acústicos con diferentes frecuencias de trabajo.

Tabla 4. Comparativo de las plataforma hardware: DSP, Microcontrolador y FPGA

PLATAFORMA HARDWARE		
DSP	μ C	FPGA
No es la plataforma de mayor eficiencia energética Puede ser fácilmente reprogramable Kit de desarrollos, precios elevados Utilizados en: [2][13][14][38][47]	Fácilmente reprogramable. Programado en alto nivel, con lenguaje C estándar Flexible al seleccionar cualquier combinación de periféricos Bajo consumo de potencia (aunque esto puede depender del tiempo de computación que en ocasiones es mayor a las otras dos plataformas) Capacidad limitada de cálculo – Solución a aplicaciones relativamente simples y de bajas tasa de muestreo. Es esencial que el código sea compacto para un uso eficiente su arquitectura. Utilizados en: [29][46][50]	Diseñadas para crear aplicaciones específicas – Programación en software con capacidad y rendimiento enfocado en la implementación (programación y síntesis) de hardware a la medida. Programadas en Verilog o VHDL El más bajo consumo de potencia. Reduce significativamente el consumo de energía. Implementación de aplicaciones más eficientes a través del paralelismo. El chip es de bajo costo. Estudios en [4][25] muestran que las FPGAs se han convertido en plataformas altamente valoradas en el procesamiento digital de señales ofreciendo beneficios en potencia y costo. Utilizadas en: [5]

En la Figura 11 se muestra un diagrama de bloques del diseño digital del módulo de comunicaciones en el que se pueden observar los elementos que componen el modulador y demodulador BFSK.

Figura 11. Diagrama de bloques del modulador/demodulador digital



Los parámetros más utilizados para describir una señal BFSK, son su frecuencia central, el shift o desplazamiento y la duración o longitud del símbolo. Las frecuencias de marca y espacio son respectivamente 430Khz y 440kHz. La frecuencia de muestreo es 12.5MHz, con una duración de símbolo de 100 μ s. Esta información se resume en la Tabla 5.

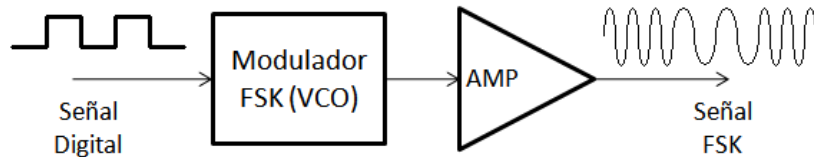
Tabla 5. Parámetros que definen la señal BFSK implementada.

Parámetro	Valor
Frecuencia central –Fc (kHz)	435
Shift (kHz)	5
Duración del símbolo – Tsym (μ s)	100
Frecuencia de muestreo –Fs (MHz)	12.5
Generación	
Frecuencia de muestreo- Fs (MHz)	2
Adquisición	
Frecuencia espacio –BBs ¹¹ (kHz)	30
Frecuencia marca –BBm (kHz)	40

¹¹ BB- Frecuencias de marca y espacio de la señal en una banda manejable por el hardware digital.

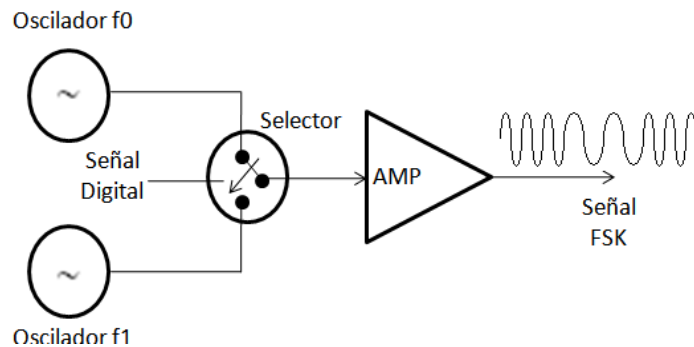
2.3.1 Transmisor. Se identificaron dos técnicas para generar señales BFSK: 1) La primera técnica consiste en usar un denominado VCO (Oscilador Controlado por Voltaje - Analógico) el cual oscila entre la frecuencia de marca y espacio dependiendo de la señal de control (el dato) (ver Figura 12).

Figura 12. Generación de una señal BFSK utilizando un VCO



La otra técnica utiliza dos osciladores uno para cada frecuencia (marca y espacio) controlador por un selector digital, en donde un nivel bajo dejará pasar la frecuencia de espacio y un nivel alto la frecuencia de marca (ver Figura 13).

Figura 13. Generación de una señal BFSK utilizando dos osciladores



Coherente o No-coherente

Según la técnica aplicada, una señal FSK puede ser transmitida en forma coherente o no-coherente. FSK coherente implica que cada tono de “marca” o “espacio” tenga una relación de fase fija respecto a una referencia. Esto conlleva a que la transición de “marca” a “espacio” y viceversa sea de fase continua (libre de saltos o deformaciones). FSK coherente ofrece un rendimiento superior de error, pero una señal FSK no-coherente es más simple de generar y es utilizada en la mayoría de transmisiones FSK.

FSK no-coherente no tiene relación especial de fase entre los elementos consecutivos y generalmente las variaciones de fase son aleatorias.

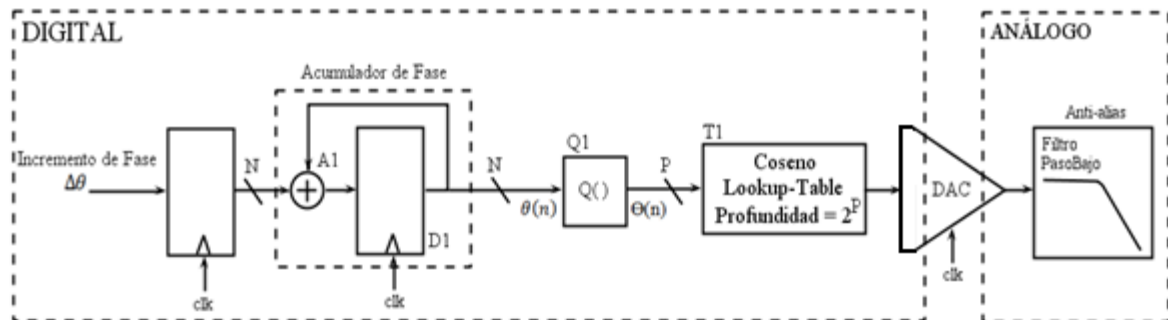
2.3.1.1 Modulador

Sintetizador Digital Directo

Adaptando la técnica VCO mostrada en la Figura 12 a la plataforma FPGA, se implementó un NCO (Oscilador digital Controlado Numéricamente) denominado de una manera más adecuada DDS (Sintetizador Digital Directo). Con esta técnica se genera una señal BFSK coherente.

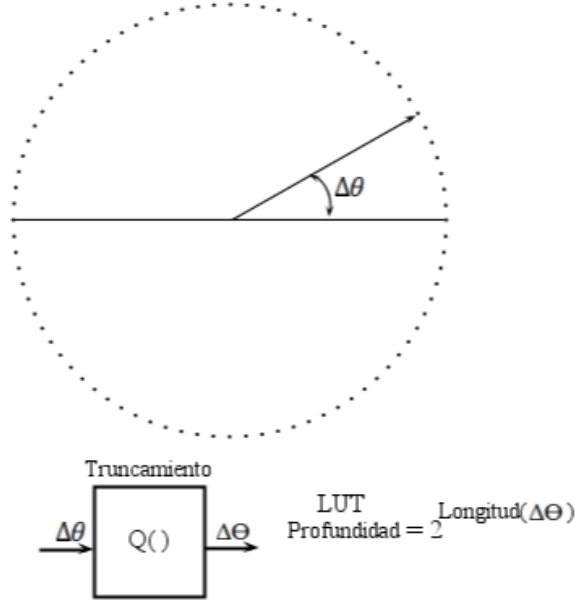
La técnica Síntesis Digital Directa (DDS) es la forma más rápida y eficiente de generar frecuencias. Un sintetizador digital directo (DDS) tiene 5 componentes básicos: 1) Un reloj (clk) que genera la frecuencia de muestreo empleada y sincroniza las operaciones, 2) un acumulador de fase que genera los saltos de fase para construir una onda sinusoidal, 3) una “Lookup Table -LUT” (o tabla de consulta) que suele ser una “sin/cos ROM” que permite realizar la conversión de fase en amplitud, 4) un conversor digital-análogo (DAC) para convertir la señal muestreada en una onda escalonada analógica y 5) un filtro paso bajo anti-alias (LPF) que provee un suavizado a la señal. En la Figura 14 se observa un sintetizador [30].

Figura 14. Sintetizador Digital Directo (DDS)
Componentes principales: Acumulador (A1 y D1), Lookup Table (T1)



Los DDS emplean el método más común para la generación de valores sinusoidales, el uso de una LUT a través de un esquema de direccionamiento para formar muestras de una onda sinusoidal con una frecuencia arbitraria. El acumulador de fase es el componente principal, ya que permite explicar el proceso de creación de una senoide basada en una rueda de fase con valores discretos como se observa en la Figura 15. Cada punto de la rueda se corresponde con un punto de senoide, en el caso continuo hay infinitos puntos, pero en el caso discreto dicho número estará determinado por la resolución de bits disponible (más adelante parámetro *ancho_de_fase* de N bits).

Figura 15. Rueda de fase –Proceso de creación de una Sinusoide



El acumulador de fase es un contador de modulo 2^N que se incrementa cada vez que se presenta un pulso de reloj. La entrada del DDS es una palabra de longitud N bits, $\Delta\theta$ en las Figura 14 y Figura 15, que controla el incremento de fase necesario para generar una determinada frecuencia. Esta palabra se determina con la ecuación (16).

$$\Delta\theta = \frac{F_c}{F_s} 2^N \quad (16)$$

Donde F_c es la frecuencia deseada y F_s la frecuencia de muestreo. Esta palabra de N bits, además fija la resolución en frecuencia Δf del DDS, determinada con la ecuación (17)

$$\Delta f = \frac{F_s}{2^N} \quad (17)$$

El paso siguiente es la conversión fase-amplitud que se realiza en la LUT. Se trata de un mapeo entre la fase y la amplitud de la sinusoide en donde a cada uno de los valores discretos de fase le corresponde un valor de amplitud. Ahora bien, la LUT puede tener un ancho y profundidad menores que N bits, de hecho es lo que se desea, para el ahorro de circuitos integrados (superficie de la plataforma hardware) en este caso de la memoria ROM. Por ello la salida del acumulador de fase debe truncarse, y solo se utilizarán los P bits más significativos de los N bits que entrega el acumulador. Esta cuantificación de fase introduce ruido de fase y además aparecen frecuencias espurias S_p a la salida del DDS. El efecto de estas frecuencias espurias se expresa en decibeles (dB) por debajo del nivel de la señal útil, esto es lo que se conoce como rango dinámico libre de espurias (SFDR).

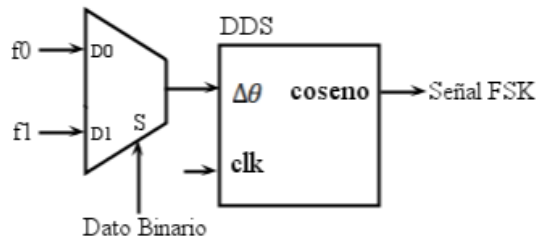
La LUT tradicionalmente almacena muestras uniformemente espaciadas de una onda seno o coseno. Estas muestras representan un solo ciclo de longitud $K=2^P$ que corresponden a valores específicos del argumento $\Theta(n)$ de una senoide como lo siguiente:

$$\theta(n) = n \frac{2\pi}{K} \quad (18)$$

Donde n es el índice de una serie de muestras en el tiempo. La simetría de cuarto de onda en la forma de onda sinusoidal básica puede ser explotada para construir un DDS que utilice tablas abreviadas. En este caso, los dos bits más significativos de un ángulo de fase cuantificado $\Theta(n)$ son utilizados para mapear el cuadrante. Esto resulta en una implementación más eficiente en la utilización de recursos, ya que los requerimientos de memoria se minimizan. Con base en los parámetros de usuario el LogiCORE DDS de Xilinx utilizado en este proyecto (detallado en el apartado 3.3.1.1) emplea automáticamente el cuarto o media onda de simetría, siempre produciendo el núcleo lo más pequeño posible.

Una vez se tiene el DDS se requieren un componente adicional para implementar un modulador BFSK binario. El componente complementario es un multiplexor MUX que selecciona entre dos incrementos de fase, el primero (D0 en la Figura 16), será para generar la frecuencia de ‘espacio’ (f_0) y el segundo (D1) para generar la frecuencia de ‘marca’ (f_1).

Figura 16. Modulador BFSK implementado a partir de un DDS y un MUX

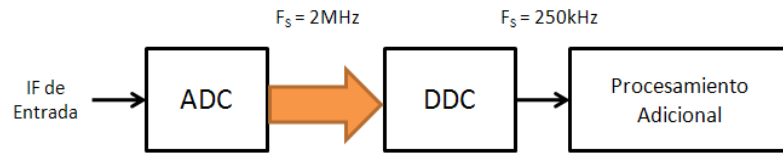


2.3.2 Receptor

2.3.2.1 Conversor DDC (Digital Down-Converter)

Un elemento clave de los sistemas de comunicación son los denominados conversores DDC. Los receptores digitales usualmente tienen conversores A/D para digitalizar una señal generada con una frecuencia portadora que puede ser transmitida efectivamente a través del canal de comunicación. Generalmente, esta señal debe ser muestreada con una tasa elevada, pero en muchos casos la señal de interés representa una pequeña porción de ese ancho de banda empleado. Para extraer la banda de interés a una tasa de muestreo elevada se requeriría un filtro esencialmente grande, el cual demandaría un área considerable de la plataforma hardware. Un DDC permite que la banda de frecuencia de interés sea desplazada hacia abajo en el espectro de frecuencia permitiendo reducir la tasa de muestreo, así mismo los requerimientos del filtro y el procesamiento adicional sería realizado de manera simplificada.

Figura 17. Vista de la función del DDC



Un DDC está compuesto por: un mezclador complejo (MIX -un multiplicador digital), un sintetizador digital directo (DDS), un filtro paso-bajo (LPF) y un componente de diezmado (decimator) (ver Figura 18). El mezclador se encarga de desplazar la banda de frecuencia de interés a una frecuencia intermedia de menor resolución para el hardware digital [67].

Un ejemplo se muestra en la Figura 19. Una señal BFSK ($F_{\text{espacio}}=100 \text{ kHz}$ $F_{\text{marca}}=200 \text{ kHz}$) (azul) se mezcla con una señal coseno ($F_o=60 \text{ kHz}$) (roja). La señal resultante (magenta) tiene componentes frecuenciales en 40, 140, 160 y 260 kHz. La información útil de la señal se encuentra en las frecuencias bajas (40 y 140 kHz), por ello se filtra la señal para luego diezmarla y de esta manera poder reducir la frecuencia de muestreo.

Figura 18. Diagrama de bloques teórico de un DDC

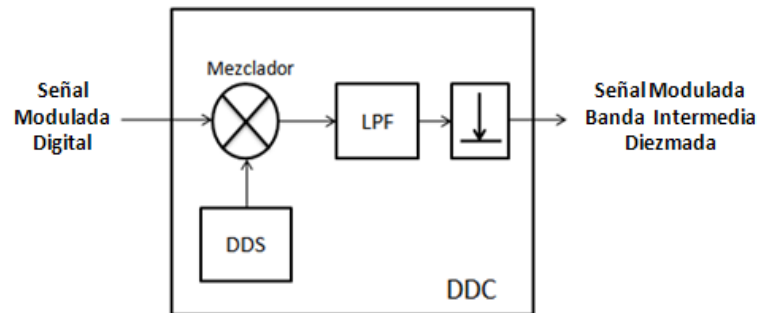
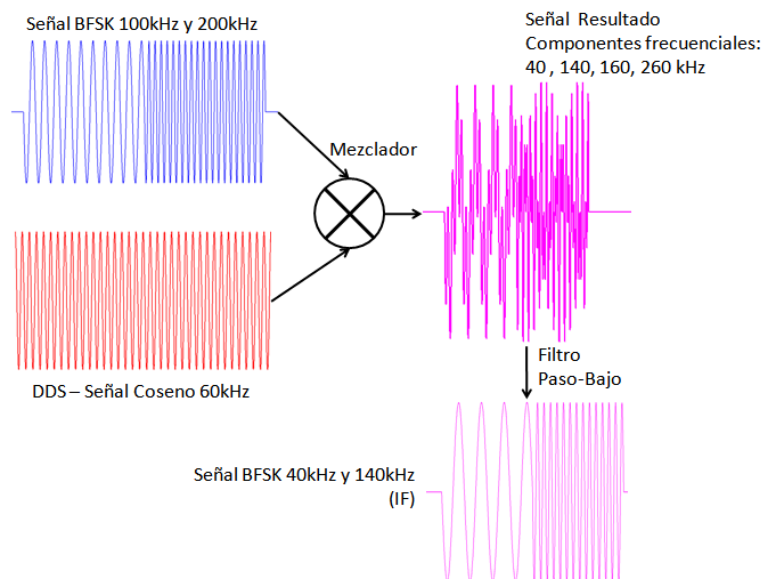


Figura 19. Operación de conversión DDC



En resumen, para desplazar la banda de interés (430-440 kHz) y obtener una señal de menor resolución que entrará al demodulador, la señal de entrada se multiplica por una señal coseno (generada por un DDS) con una frecuencia de 400kHz. De esta manera se obtiene una frecuencia de espacio de 30kHz y una frecuencia de marca de 40kHz.

Cuando la señal está en la banda deseada se filtra usando un filtro digital, generalmente un filtro FIR, para remover las componentes de frecuencia indeseadas. Con la señal en banda-base la frecuencia de muestreo es más alta que la que se requiere para la frecuencia máxima de la banda actual, por lo tanto, dicha frecuencia puede reducirse o diezmarse sin pérdida información.

- **Filtros Digitales**

Un filtro digital se representa por la ecuación (19). La entrada $x(nT)$ y la salida $y(nT)$ son la excitación y la respuesta del filtro digital, respectivamente. Dicha respuesta se relaciona con la excitación por una regla de correspondencia:

$$y(nT) = \mathfrak{R}x(nT) \quad (19)$$

Donde $\mathfrak{R}$ es un operador.

Los filtros digitales son caracterizados en términos de *ecuaciones en diferencia*. Se identifican dos tipos de filtros digitales: recursivos y no-recursivos. Si un filtro digital es no-recursivo, su respuesta al impulso es de duración finita. Por otro lado, si el filtro es recursivo, la respuesta al impulso es usualmente, pero no siempre, de duración infinita. Los filtros digitales son clasificados como:

1. Filtros de Respuesta Impulsional Infinita (Filtros IIR)
2. Filtros de Respuesta Impulsional Finita (Filtros FIR)

Filtros IIR: La respuesta de fase es no-lineal y su estabilidad no puede ser garantizada en todos los desarrollos. Los efectos de utilizar un número limitado de bits para implementar filtros IIR, tales como ruido por redondeo y errores por cuantificación son normalmente severos. Los filtros IIR, sin embargo, requieren menos coeficientes para una frecuencia de corte dada. Por otra parte, los filtros IIR pueden ser realizados por la transformación de filtros análogos con especificaciones similares [28]

Filtros FIR: Estos filtros pueden tener respuesta de fase lineal. Esto implica que el filtro no introduce distorsión de fase a la señal. Los filtros FIR no-recursivos son siempre estables y los efectos de ruido por redondeo y errores por cuantificación son menos severos [28].

Cada tipo de filtro digital tiene ventajas y desventajas (ver Tabla 6). Sin embargo, las ventajas de los filtro FIR superan a los inconvenientes, por lo que se utilizan mucho más que los filtros IIR [28].

Tabla 6. Comparación entre filtros IIR y FIR

FILTROS	
FIR	IIR
Pueden ser diseñados con fase lineal. Retardan la señal de entrada pero no distorsionan la fase.	Respuesta de fase no-lineal. Distorsión de fase
Implementación simplificada.	Implementación más complicada.
Adecuados para aplicaciones multi-tasa. Esto se refiere a proceso de diezmado (reducción de la tasa de muestreo), interpolación (incremento de la tasa de muestreo) o ambos.	Cada salida debe ser calculada individualmente, aun si dicha salida será descartada (la realimentación se incorpora en el filtro)
Tiene deseables propiedades numéricas. Pueden ser diseñados con un número limitado de bits.	El uso de aritmética de precisión finita puede causar problemas debido al uso de la realimentación.
Requieren más memoria y/o cálculos para lograr la respuesta deseada	Requieren menos memoria.

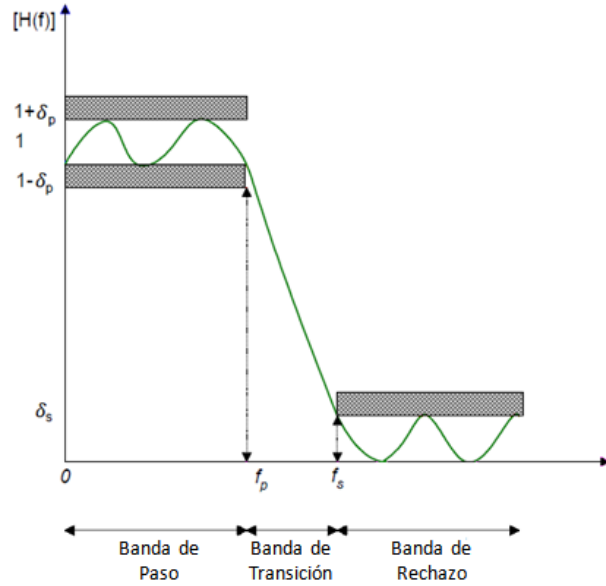
Los filtros desarrollados en este proyecto (pasa-bajos y pasa-banda) son tipos FIR, siendo los más utilizados y ventajosos. La ecuación para implementar un filtro FIR está dada por:

$$y(n) = \sum_{k=0}^M b_k x(n-k) \quad (20)$$

Diseño de Filtros Digitales. Para filtros selectivos de frecuencia, tales como filtros pasa-bajas o pasa-banda, las especificaciones normalmente se presentan en forma de esquemas de tolerancia. Las líneas horizontales sombreadas (ver Figura 20) indican los límites de tolerancia. En la banda de paso, la magnitud de la respuesta tiene un pico de desviación de δ_p y en la banda de rechazo una máxima desviación de δ_s . El ancho de la banda de transición determina que tan abrupto es el filtro. La magnitud de la respuesta decrece de la banda de paso a la banda de rechazo en esta región. Los siguientes son los parámetros clave de interés:

δ_p	Desviación de banda de paso
δ_s	Desviación de banda de rechazo
f_p	Frecuencia de corte de la banda de paso
f_s	Frecuencia de corte de la banda de rechazo

Figura 20. Esquema de Tolerancia de un Filtro Digital



Las desviaciones de banda de paso y banda de rechazo pueden ser expresadas como números ordinarios o en decibels (dB) cuando especifican el rizado de la banda de paso y la atenuación mínima de la banda de rechazo. Así, la atenuación mínima de la banda de rechazo, A_s , y el rizado máximo de la banda de paso, A_p , en decibels están dadas por:

$$A_s(\text{atenuación en la banda de rechazo}) = -20 \cdot \log_{10} \delta_s \quad (21)$$

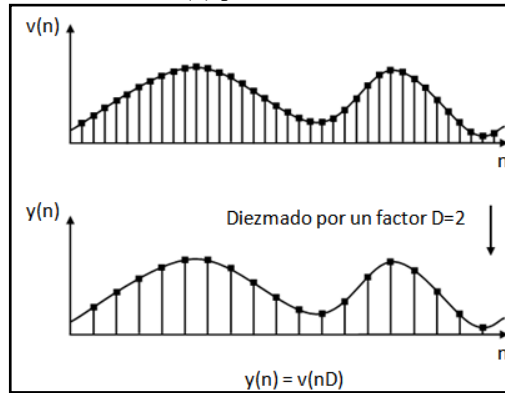
$$A_p(\text{rizado en la banda de paso}) = 20 \cdot \log_{10}(1 + \delta_p) \quad (22)$$

- **Componente de diezmado**

El proceso de diezmado consiste en seleccionar uno de cada D valores de una señal digital e ignorar el resto (ver la Figura 21). Esta técnica se limita a valores enteros de la tasa de diezmado D, sin embargo, existen técnicas más complicadas que pueden ofrecer valores no-enteros. El valor de la tasa de diezmado -D debe ser definido de tal manera que la máxima frecuencia de la señal en banda-base $F_{\max}$ sea [7]:

$$F_{\max} \leq \frac{F_s}{2D} \quad (23)$$

Figura 21. Proceso de diezrado de una señal $v(n)$ por un factor $D=2$.



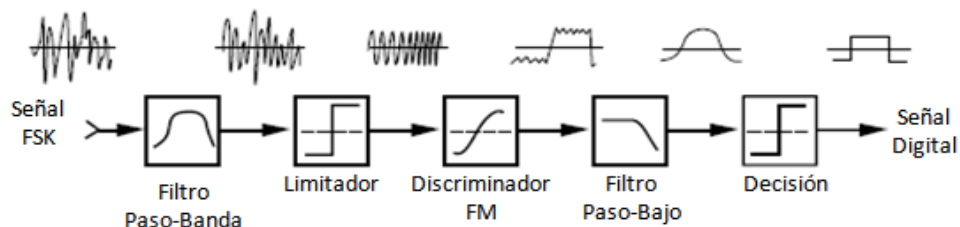
Se seleccionó un D igual a 8. Este valor permite que la frecuencia de muestreo para el tratamiento de la señal en las etapas siguientes disminuya de 2MHz a 250kHz. Siendo esta frecuencia 6 veces la frecuencia más alta (40kHz) a tratar.

2.3.2.2 Demodulador

En la detección de señales FSK se emplean diferentes esquemas de demodulación según las características de cada aplicación. En general, estos esquemas se clasifican en demodulación coherente/síncrona o no-coherente/asíncrona.

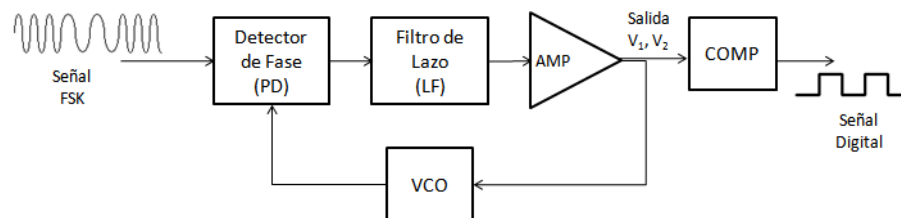
- Demodulador detector FM: maneja una señal FSK como una señal FM simple con modulación binaria. El diagrama de bloques funcional se muestra en la Figura 22. El primer bloque se utiliza para remover la banda de interferencia. Esta luego pasa a través de un limitador para remover la interferencia AM. La señal limitada es detectada por un discriminador FM que produce una salida positiva para una condición de “marca” y una salida negativa para una condición de “espacio”. La señal resultante se filtra para remover las componentes de frecuencia de ruido y finalmente hay un circuito de decisión que identifica todos los voltajes positivos como unos (‘1’s) binarios y los voltajes negativos como ceros (0’s) binarios. Este tipo de demodulador fue muy popular debido su simplicidad y sincronización no crítica [49].

Figura 22. Demodulador FSK tipo detector FM.



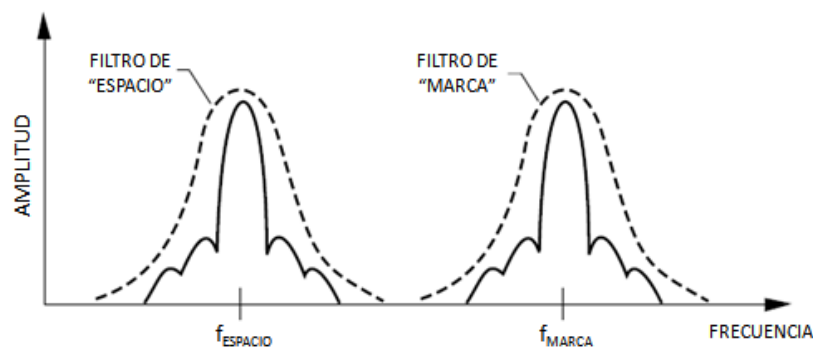
- Demodulador PLL (Phase-locked-loop Lazo de Seguimiento de Fase): Técnica recientemente utilizada, pero rendimientos similares a los anteriores. Generalmente un PLL se divide en tres partes principales: Un detector de fase (PD), filtro de lazo (LF) y un oscilador controlado por voltaje (VCO). El diagrama de bloques se muestra en la Figura 23. Cuando la frecuencia de la señal entrada cambia, la señal de salida del detector de fase cambia al igual y así también la salida de voltaje. Suponga una señal de entrada FSK con frecuencia f_1 y f_2 en la entrada del PLL. Cuando la frecuencia es f_1 el voltaje de salida es V_1 y si la frecuencia es f_2 la salida de voltaje es V_2 . En este momento se realiza la conversión de frecuencia a voltaje. Al agregar un comparador en el terminal de salida del PLL, con un voltaje de referencia entre V_1 y V_2 , puede obtener la señal digital [3][49].

Figura 23. Detector FSK basado en PLL



- Demoduladores FSK tipo filtro: Tratan de acoplarse de manera óptima a los parámetros de la señal FSK para que la configuración del demodulador optimice el rendimiento de error en demodulación. Un espectro simplificado de los demoduladores tipo filtro se muestra en la Figura 24. El diseño del filtro adecuado no solo depende de los parámetros de la señal, sino además de la naturaleza de la interferencia de la señal. El demodulador de filtro “acoplado” clásico es óptimo para FSK coherente en presencia de ruido blanco gaussiano (AWGN). Otro tipo de demoduladores de filtro son utilizados para FSK no-coherente.

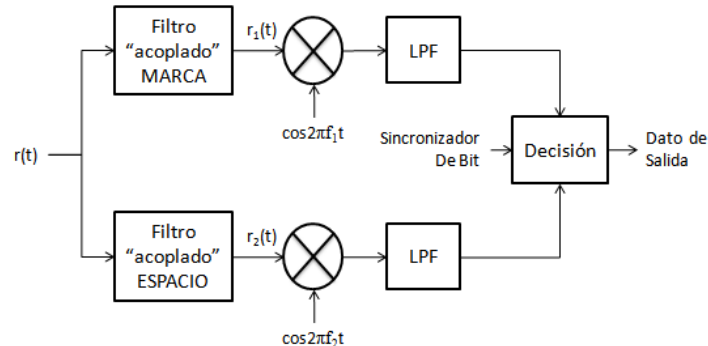
Figura 24. Espectro simplificado de demodulación por demoduladores FSK tipo filtro



Un diagrama de bloques de un demodulador de filtro acoplado para FSK coherente se muestra en la Figura 25. La demodulación coherente requiere información del estado del canal. Los filtros acoplados remueven la banda de frecuencias de la señal $r(t)$ FSK recibida con frecuencias centrales de “marca” y “espacio”. Las salidas de los filtros paso-banda acoplados se multiplican por portadoras relativas coherentes generadas por un demodulador

con la misma fase portadora de las señales de entrada. Luego los filtros paso-bajo son utilizados para remover la componente de frecuencia doble. Las salidas de los filtros paso-bajo son muestreadas y comparadas por un reloj de bit sincronizado para tomar la decisión de símbolo. Si la salida del filtro de “marca” es más grande que la salida del filtro de “espacio”, la decisión tomada es que una señal de “marca” fue transmitida, de lo contrario una señal de “espacio” fue transmitida [22].

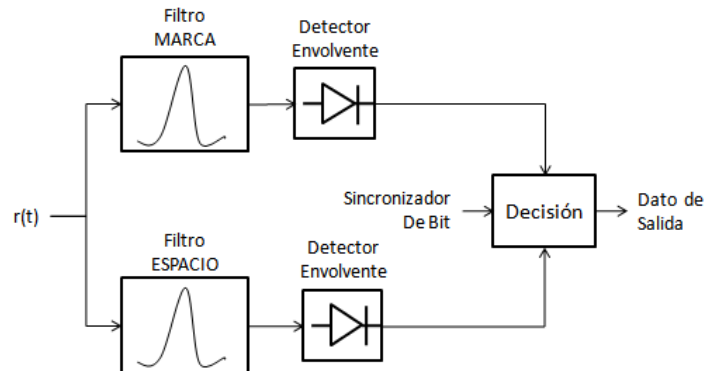
Figura 25. Demodulador FSK coherente con filtros acoplados



Debido a que FSK no-coherente es más común que FSK coherente, es necesario tener un tipo de demodulador que no dependa de la información de fase. Una demodulación óptima de FSK no-coherente puede lograrse con detección de envolvente de las señales de salida de los demoduladores tipo filtro. Además, puede lograrse con detección de cruces por cero o detección de diferencia.

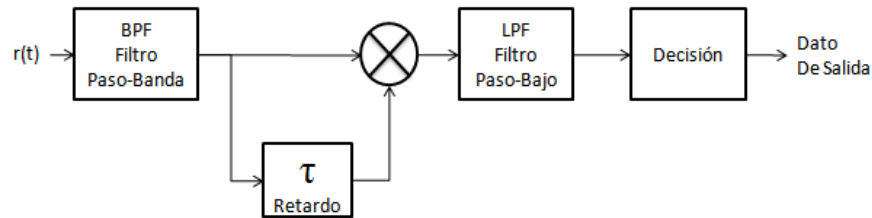
Un demodulador con detección de envolvente se muestra en la Figura 26. En este caso las salidas de los filtros acoplados de “marca” y “espacio” pasan por un detector de envolvente y luego son comparadas para determinar cuál de las dos salidas es de mayor amplitud. Si la salida del detector de envolvente de “marca” es mayor que la salida del detector de envolvente de “espacio”, entonces una señal de marca fue transmitida, de lo contrario fue transmitida una señal de espacio [22].

Figura 26. Demodulador BFSK no-coherente con filtros acoplados y detección de envolvente



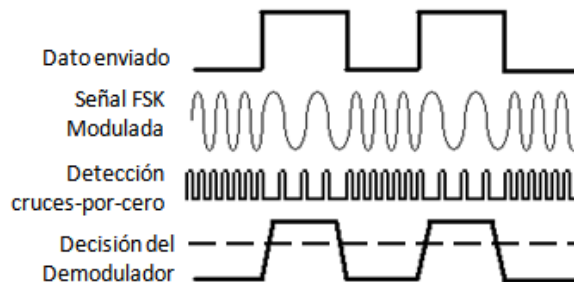
- **Demodulador con detección de diferencia:** Un diagrama de bloques de una estructura con detección de diferencia se muestra en la Figura 27. La salida de un filtro paso-banda se multiplica por una versión retardada de sí misma. Luego la señal resultante pasa a través de un filtro paso-bajo. Cuando se ha seleccionado un valor de retardo adecuado, la salida del filtro paso-bajo puede tener una cercana relación lineal con la frecuencia angular de la señal de entrada. Por tanto, el último bloque del diagrama toma la decisión final de acuerdo a la diferencia entre las frecuencias angulares de las dos portadoras [22].

Figura 27. Demodulador FSK no-coherente con detección de diferencia.



- **Demodulador con detección de cruces por ceros:** El esquema que explica la detección de cruces por cero se muestra en la Figura 28. La técnica de detección de cruces por cero consiste en el conteo de cruces por cero de una señal modulada en frecuencia con el fin de convertir las variaciones de frecuencia en niveles de voltaje. La región con mayor frecuencia de cruces por cero se corresponde con los niveles de voltaje alto y la región con pocos cruces por cero se corresponde con los niveles de voltaje bajo. El detector selecciona un offset entre estos niveles de voltaje para luego tomar la decisión del símbolo. Si el voltaje es más alto que el offset, se toma la decisión de que una señal de marca fue transmitida, en el caso contrario, una señal de espacio fue transmitida.

Figura 28. Demodulador no-coherente con detección de cruces por cero



En el proceso de investigación de las tendencias de diseño (apartado 1.3.1) se identificó que con el uso de esquemas de modulación FSK, los sistemas de detección no-coherente son los más comunes en la práctica, siendo la alternativa de menor costo, con implementación en hardware simplificada, tolerante a desviaciones de fase, ventajoso en aplicaciones de baja potencia y baja tasa de muestreo [36]. Aun cuando el rendimiento de un receptor coherente es superior a uno no-coherente (comparado con su opuesto FSK coherente – ver Figura 29) en presencia de ruido. La ingeniería de las comunicaciones se enfrenta frecuentemente con el problema de diseño de sistemas de comunicación en las cuales las técnicas de fase

coherente no aplican por alguna de las siguientes razones: 1) Retardos de fase aleatorios debido a la transmisión dispersiva en el medio (como la multirayectoria), 2) las perturbaciones de fase debido a fluctuaciones en el índice de refracción, en nuestro este del agua y 3) la incapacidad para detectar o medir la fase de la señal de entrada debido a la restricción de potencia. Con base lo expuesto, y dadas las condiciones del canal acústico subacuático¹² en este proyecto se adoptó el esquema de demodulador no-coherente con filtros acoplados y detección de envolvente (Figura 30).

Figura 29. Tasa de error de bit (BER) de 2-FSK coherente y no-coherente dada una relación E_b/N_0 (energía por bit/densidad espectral de potencia de ruido).[5]

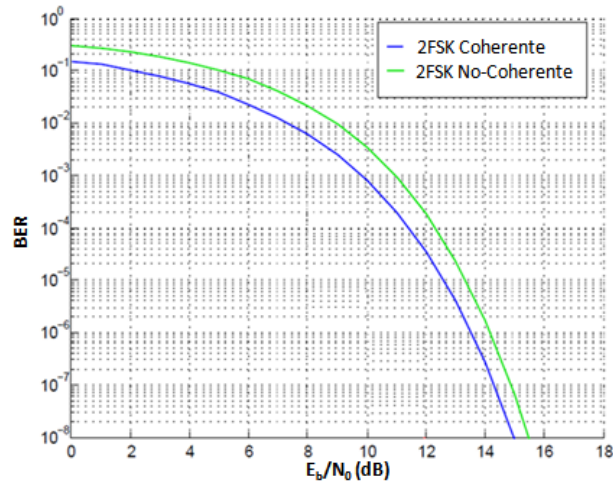
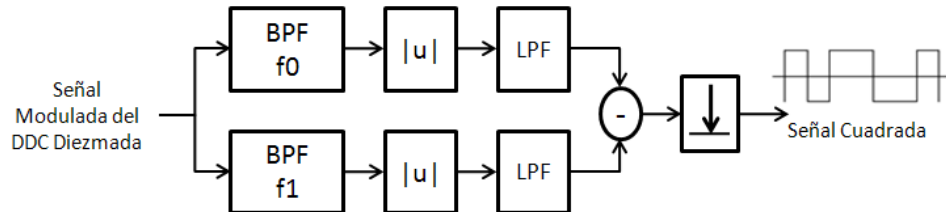


Figura 30. Demodulador con filtros acoplados y detector de envolvente



El demodulador tiene dos ramas, una para la frecuencia de espacio y otra para la frecuencia de marca. Cada rama inicia con un filtro acoplado BPF (filtro pasa-banda) centrado en la frecuencia correspondiente, un bloque de la función valor absoluto, un filtro LPF (filtro pasa-bajo) y un bloque de decisión que se explicará más adelante. Los dos filtros LPF son iguales y tienen como frecuencia de corte la frecuencia más baja de los filtros acoplados, en este caso la frecuencia de espacio [28].

La señal resultante de la operación valor absoluto tiene una envolvente con forma de onda cuadrada positiva en cada rama. Los filtros LPF eliminan las frecuencias de espacio y marca. Luego se restan las señales de cada rama, dando como resultado una señal con

¹² Mencionadas en el inciso 1.1.

forma de onda cuadrada positiva y negativa haciendo referencia a '1' y '-1' que representan el '1' y '0' binario, respectivamente, permitiendo observar los símbolos o datos recibidos. Una vez la señal tiene una forma de onda cuadrada, puede reducirse el número de muestras por símbolo para minimizar el costo de implementación en hardware de las etapas siguientes. En [23], explican que en la implementación de un sistema de comunicaciones, la señal debe ser muestreada al menos en un factor de 4 en presencia de ruido. Por ello el número de muestras se reduce en esta etapa de 25 a 5 muestras por símbolo.

2.3.2.3 Sincronizador de Símbolo

Es preciso aclarar que la transmisión de datos, puede ser clasificada como síncrona o asíncrona. En las transmisiones síncronas se define un mecanismo para sincronizar los relojes existentes en el emisor y el receptor. En las transmisiones asíncronas no se requiere un reloj de referencia (o sincronización de relojes), pero en lugar de eso, en los sistemas prácticos se confía en un patrón especial de bits para controlar la duración de tiempo en la decodificación. Por lo general los dispositivos que transmiten en forma síncrona son más costosos que los asíncronos, debido a que son más sofisticados en el hardware. Por ello son más empleados los dispositivos asíncronos [49].

En este proyecto, se propone un esquema de codificación asíncrona. Aun cuando no hay existencia de un reloj maestro para sincronizar el transmisor y el receptor, este último debe tener la capacidad de proveer una sincronización de símbolo, por ello se debe diseñar e implementar un Sincronizador de Símbolo. Existen diversas técnicas de sincronización entre las que se encuentran los métodos basados en correlación, transmisión de una señal de referencia en un canal paralelo (ya sea en tiempo o en frecuencia) o en secuencias de entrenamiento.

Los algoritmos de sincronización pueden clasificarse en tres grandes grupos: Algoritmos asistidos o DA (data-aided), guiados por decisión o DD (decisión directed) y no asistidos o NDA (non data-aided).

- En la técnica DD la señal de referencia requerida para sincronizar el transmisor y el receptor se basa en decisiones de los símbolos recibidos y no en un conocimiento a priori.
- En un sincronizador NDA, no hay símbolos de datos conocidos, ni se necesitan decisiones tentativas, en esta técnica los parámetros desconocidos se estiman al explorar las estadísticas de alto orden u otras características especiales no lineales de la señal recibida.
- En el método DA la sincronización se maneja por símbolos de datos conocidos, por ejemplo, una secuencia de entrenamiento ubicada al inicio de los datos o un conjunto de símbolos piloto periódicamente insertados en una secuencia de datos de información.

Normalmente entre ellos, con el método DA se logra mejor rendimiento en cuanto a alcanzar el punto de sincronización, pero se obtienen tasas de transmisión más bajas y mayor potencia debido a la sobrecarga por entrenamiento.

En este proyecto se utilizó el método DA en donde cada paquete de bits tiene un preámbulo o secuencia de entrenamiento para facilitar la sincronización en el receptor. Entonces, el rendimiento del receptor dependerá de una detección apropiada del preámbulo de cada paquete. El transmisor envía dicha secuencia de entrenamiento al inicio de cada paquete. La señal recibida se compara con la secuencia de entrenamiento conocida y luego se indica el inicio de los datos útiles.

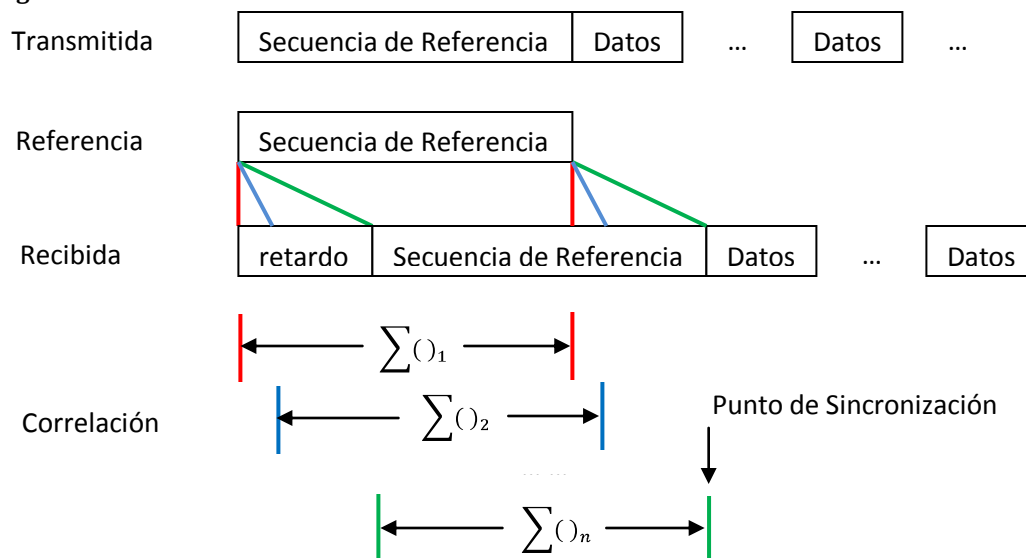
La comparación se realiza de una manera efectiva a través de la *correlación* de la secuencia recibida con la secuencia de referencia cada vez que una muestra es recibida. Cuando la referencia y la secuencia recibida están exactamente alineadas, el resultado de la correlación alcanza su valor máximo y se localiza el punto de sincronización.

El método de sincronización es directo en teoría, sin embargo deben estudiarse consideraciones de diseño antes de implementar el algoritmo que se aplicará a una señal acústica que ha sido plagada por un canal altamente variable por efecto de multitrayectoria, niveles de ruido variable, pérdidas por propagación, desplazamiento Doppler y retardos de propagación.

Consideraciones:

- ¿Cómo detectar el valor de máximo de correlación sin falsas alarmas?
- ¿Qué secuencia de referencia es apropiada para la aplicación?
- ¿Cómo representar la secuencia de referencia?
- ¿De qué longitud debe ser la secuencia de referencia?

Figura 31. Proceso de sincronización de símbolo



Métodos típicos para detectar el pico de correlación envuelven el ajuste de un *umbral de correlación* donde el resultado sólo sobrepasa el umbral cuando la secuencia de referencia y la secuencia recibida están perfectamente alineadas. Los métodos para determinar el umbral de correlación dinámica se dividen en dos grandes grupos [1]: Umbrales pre-seleccionados: el umbral es fijo independiente del dato usado. Umbrales dependientes del dato: el umbral depende del dato de entrada. Por ejemplo, los valores medios de los datos.

Ambos métodos tiene sus limitaciones. Mientras el primer método es insensible al tipo de dato de entrada, el segundo podría volverse muy sensible al dato de entrada, y ambos pueden caer en resultados erróneos.

En [23] se presenta un algoritmo de sincronización de símbolo empleado en aplicaciones subacuáticas. Debido a las características del canal, se propone establecer un umbral dinámico con base en la estimación dinámica del nivel de ruido presente en la señal recibida. Ya que un paquete puede ser enviado en cualquier momento, es difícil encontrar una tasa adecuada para que el receptor tome “muestras de ruido” periódicamente para establecer el umbral. El receptor debe estar en la capacidad de establecer un umbral apropiado cuando el dato o ruido están presentes [23]. El objetivo puede lograrse con el uso de una secuencia de pseudo-ruido. En otras palabras, se estimará el nivel de ruido con una secuencia pseudo-ruido cuyo comportamiento es similar a una secuencia completamente aleatoria, aunque es generada en forma determinista.

Esta técnica requiere determinar un par de vectores de referencia: uno como secuencia de entrenamiento (preámbulo del paquete) y el otro para establecer el umbral dinámico de la correlación. Las secuencias PN (Pseudo-Noise) consisten de unos ('1's) y ceros ('0's) determinados por reglas matemáticas precisas.

Hay tres familias bien conocidas de Secuencias Pseudo-Ruido:

- Secuencias m
- Secuencias Gold
- Secuencias Kasami

Con la auto-correlación se puede determinar el inicio de los datos activos una vez la señal de entrada está completamente alineada con la secuencia de entrenamiento lo que ocurre al alcanzar el pico de similitud (su valor máximo).

Con la correlación cruzada entre la señal de entrada y la secuencia de “estimación de ruido” se establece el umbral dinámico, por ello esta operación debe tener los valores cercanos a cero.

Secuencias de Longitud Máxima o Secuencias m: Son las secuencias PN más simple de generar. Se generan por registros de desplazamiento lineal realimentados (LFSR) [42]. Las secuencias m tienen la mejor función de auto-correlación de las tres familias, sin embargo

hay un conjunto grande de estas secuencias que tienen funciones de correlación cruzada con picos grandes.

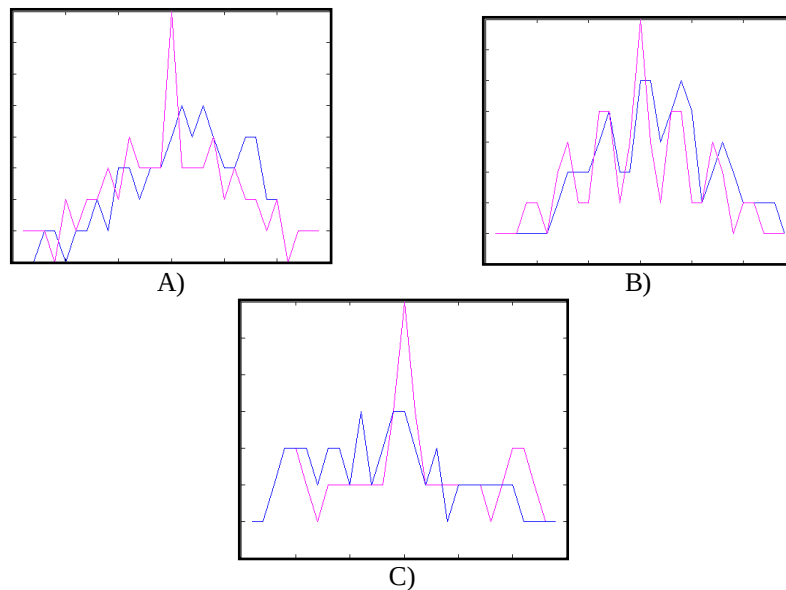
Secuencia Gold: Las secuencias Gold son preferidas por que tienen funciones de correlación cruzada acotadas uniformemente. Una secuencia Gold puede ser generada por la adición lógica (XOR) de dos secuencias m preferidas.

Secuencias Kasami: Estas secuencias tienen funciones de correlación cruzada más acotadas que las otras dos familias. Hay dos clases: Conjunto pequeño y conjunto grande. El conjunto pequeño es más óptimo que el grande en el sentido de que coincide con el límite inferior de Welch [32] para funciones de correlación. El conjunto pequeño es subconjunto del grande.

En principio, para tomar la decisión de cuál de las familias utilizar en esta aplicación, se realizaron simulaciones en MATLAB con cada tipo, generando secuencias de 7 y 15 bits. Los resultados para secuencia m de 7 bits no presentaron el comportamiento deseado de función de auto-correlación y correlación cruzada al contrario de las secuencias Gold. Para el caso de 15 bits, las tres familias muestran un comportamiento deseado. En la Figura 32 se muestra un ejemplo por cada familia de secuencia pseudo-ruido.

Para definir la secuencia de entrenamiento se utilizó una secuencia de 7 bits, la secuencia Gold 1110010, ya que presentó un comportamiento de auto-correlación con un pico alto con relación al comportamiento acotado de la correlación cruzada. El tamaño de la palabra es apropiado dadas las características de esta aplicación, sin necesidad de utilizar palabras de mayor tamaño que en cuyo caso son inversamente proporcionales a la tasa de transmisión de dato efectivo.

Figura 32. Auto-Correlación (Magenta). Correlación cruzada (Azul). A) Secuencia-m. B) Secuencia Gold. C) Secuencia Kasami



Dado que la señal que entrega el demodulador es cuadrada con niveles de ‘1’ y ‘-1’. La secuencia utilizada para las operaciones de correlación es “111-1-11-1”. En la Figura 33 se muestra el diagrama de bloques correspondiente al sincronizador. Este involucra la correlación de la señal recibida $R(t)$ ¹³ con la secuencia de entrenamiento $r(t)$ y la correlación con la secuencia de estimación de ruido $r_o(t)$. Esta última operación determina el umbral dinámico de la correlación $U(t)$ según las ecuaciones (24)(25)(26).

$$R(t) = S(t - \tau) + n(t) \quad (24)$$

$$C(t) = R(t) * r(t) = \sum_j R(t)r(t+j) \quad (25)$$

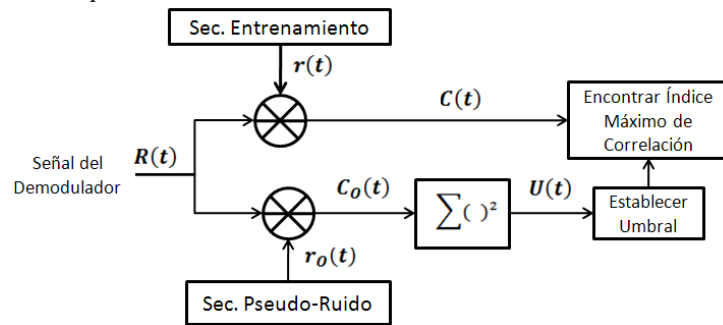
$$C_o(t) = R(t) * r_o(t) = \sum_j R(t)r_o(t+j)$$

$$C_o(t) = \sum_j S(t - \tau)r_o(t+j) + \sum_j n(t)r_o(t+j) \quad (26)$$

$$C_o(t) = \sum_j n(t)r_o(t+j)$$

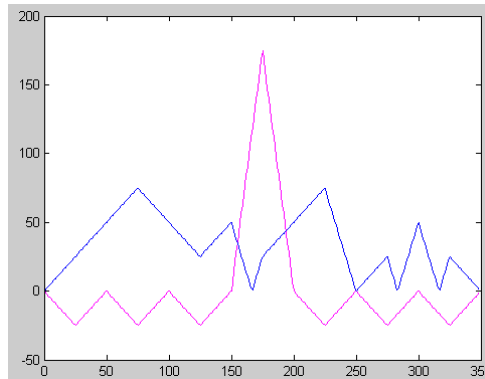
$$U(t) = \sum_j C_o^2(t) = \sum_j n^2(t)r_o^2(t+j)$$

Figura 33. Diagrama de bloques Sincronizador de Símbolo



¹³ Secuencia desplazada τ respecto a la señal transmitida $S(t)$ con adición de ruido $n(t)$.

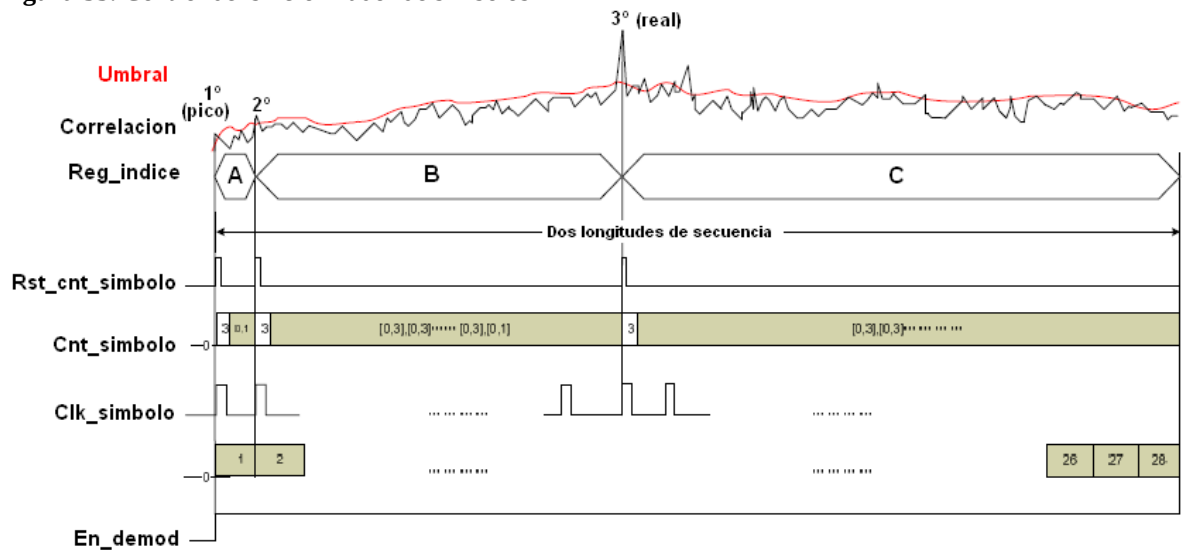
Figura 34. Auto-correlación (magenta) de la secuencia Gold de entrenamiento 111-1-11-1 con 25 muestras por símbolo



La Figura 34 muestra la auto-correlación (magenta) y el umbral dinámico (azul) de la secuencia Gold seleccionada con 25 muestras por símbolo. Observe que una vez el pico de auto-correlación sobrepasa el umbral dinámico indica que se ha encontrado el índice máximo de correlación y se establece el punto de sincronización. En presencia de ruido, es posible que haya picos de auto-correlación que sobrepasen el umbral en diferentes ocasiones, causando detección errónea de sincronización. Li et al, 2010 [23] propone buscar el máximo punto que sobrepasa el umbral en dos longitudes de la secuencia de entrenamiento una vez se halla el primer pico cuando un paquete se presenta. Un periodo de dos longitudes de secuencia se selecciona como intervalo de búsqueda ya que es lo que tarda la señal en entrar y salir del intervalo de correlación.

Para visualizar la técnica aplicada en la Figura 35 se muestra la idea global de control de sincronización de símbolos presentado en [23]. El esquema de control propuesto, expone que una vez el resultado de la correlación sobrepasa el umbral (inicio de la región A) se habilita la decodificación de los símbolos y son almacenados en un buffer temporal, sin embargo, el sincronizador sigue en la búsqueda del máximo pico dentro de dos longitudes de la secuencia. Si otro pico ocurre (inicio de la región B) dentro de este intervalo la decodificación se re-sincroniza y los datos decodificados entre A y B son ignorados ya que A no era el máximo.

Figura 35. Control del sincronizador de símbolos



2.3.2.4 Bloque de Decisión

Este bloque es la etapa final del demodulador, aquí se determinan los símbolos (o datos) que fueron recibidos. El transmisor y receptor conocen la longitud o duración de cada símbolo y cuántos de estos son enviados en cada paquete de datos. De esta manera se aplica una acumulación sobre una longitud de símbolo, operación que se realiza tantas veces como símbolos recibidos y luego se regresa el control al sincronizador, esperando hallar el índice de sincronización si existe un nuevo paquete recibido. El resultado de la acumulación se compara con un umbral para determinar si fue recibido un '1' o un '0'.

En este proyecto se realizaron pruebas preliminares enviando 8 y 16 símbolos activos por paquete de datos.

Figura 36. Formato de los paquetes de datos.

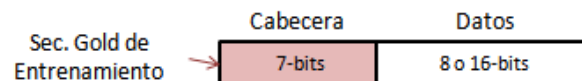
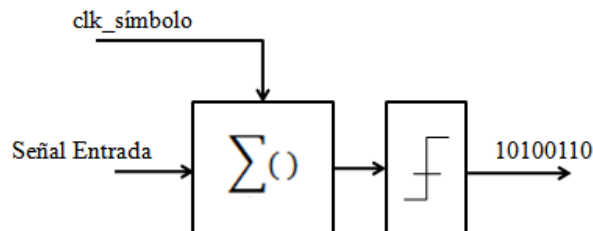


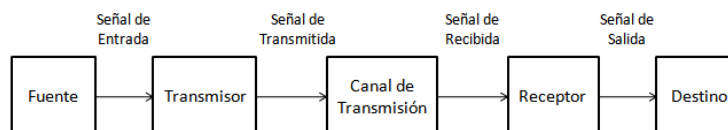
Figura 37. Bloque de Decisión para terminar el proceso de demodulación



3. IMPLEMENTACIÓN DE UN MÓDULO DE COMUNICACIÓN ACÚSTICA SUBACUÁTICA

La comunicación es un proceso por medio del cual la información se transfiere de un punto llamado la *fente*, en espacio y tiempo, a otro punto que es el *destino* o usuario. Un sistema de comunicación es la totalidad de mecanismos que proporcionan el enlace para la información entre fuente y destino. Los elementos de un sistema de comunicación se muestran en Figura 38. Las tres partes esenciales en un sistema de comunicación son: el transmisor, el canal de transmisión y el receptor [7].

Figura 38. Los elementos de un sistema de comunicación.



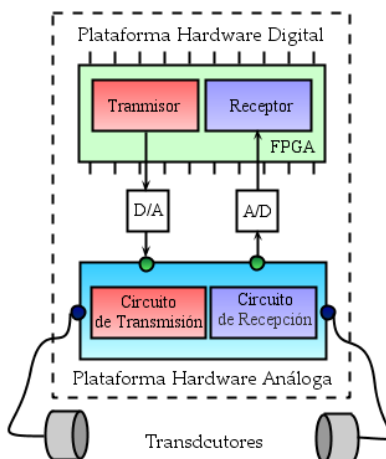
En el transmisor y receptor se deben desarrollar varias operaciones de procesamiento de la señal. De las más comunes e importantes de estas operaciones son: la modulación (en el transmisor) y la demodulación (en el receptor).

La implementación del módulo de comunicación acústica subacuática demanda las siguientes etapas:

- Diseño y construcción de dos transductores idénticos que serán la interfaz entre la fuente de información y el canal acústico.
- Etapa analógica que comprenden aquellos elementos que acondicionan la señal para poder transmitirla, con el uso de amplificadores, pre-amplificadores y filtros.
- Diseño e implementación de una etapa digital encargada de realizar los procesos de modulación y demodulación de la señal.

En la Figura 39 se muestra un diagrama esquemático del módulo de comunicación acústica subacuática implementado:

Figura 39. Diagrama esquemático del módulo de comunicación acústico subacuático.



3.1. DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL TRANSDUCTOR ACÚSTICO

En el laboratorio se desarrollaron en un trabajo paralelo dos transductores ultrasónicos con frecuencias de resonancia de 500kHz. Estos transductores fueron construidos teniendo en cuenta las técnicas expuestas en el apartado 2.2.5. Las pruebas de este proyecto se hicieron utilizando estos transductores, debido a su buena relación señal-ruido (SNR) y robustez en aplicaciones dentro del agua. En el ANEXO A se presentan las características de interés de dichos transductores.

Aunque el campo de construcción de transductores acústicos es muy amplio y sin perder el objetivo de este trabajo, se construyeron un par de transductores de forma cilíndrica que operan en modo de vibración radial, lo que permitiría una patrón de radiación polar (omni-direccional 2D) y con una frecuencia de resonancia de 43kHz. Falta por realizar pruebas de caracterización de los mismos.

Debido a que la adquisición de un transductor electroacústico requiere un costo elevado, se decidió construir el transductor teniendo como elemento activo una cerámica piezoeléctrica. Como se discutió en apartado 2.2.3, las cerámicas duras poseen ventajas frente a las blandas en la generación de señales, debido a que presentan bajas pérdidas dieléctricas y mecánicas. Con base en lo mencionado, esta aplicación requiere una cerámica dura que además provea alta eficiencia de acoplamiento electromecánico.

El fabricante STEMINC-Steiner & Martins, Inc (Miami, USA) ofrece cerámicas para todo tipo de aplicaciones acústicas. Para el caso de las comunicaciones subacuáticas, dispone de tres tipos de transductores piezoeléctricos con forma de anillo de un material PZT-4 modificado, clasificado como Tipo I “duro”. Este material puede ser apropiado para la implementación del transmisor y el receptor [5]. Además, este tipo de cerámicas exhiben gran sensibilidad y pueden operar a altas temperaturas. Un PZT tipo I típico puede experimentar hasta $12V_{pp}$ AC por 0.001 pulgadas de espesor sin mucho efecto a sus propiedades electromecánicas.

Para definir la geometría, como se mencionó, las cerámicas en aplicaciones de comunicación subacuática son usualmente omni-direccionales en el plano horizontal¹⁴. Esta característica es requerida sobre todo cuando se opera en aguas poco profundas, para reducir la reflexión con la superficie y el fondo. Esta aplicación es un caso de aguas poco profundas, ya que un tanque puede tener una profundidad máxima de alrededor de 1m.

Cabe aclarar que en otros casos, podría pensarse en un transductor que radiará en todas las direcciones, siendo el caso de un transductor con forma esférica. Sin embargo, se debe reducir en lo que más se pueda las radiaciones acústicas indeseadas, que serían mucho mayores al tener un transductor cuyas señales sean reflejadas en la superficie y el fondo, y que incrementarían la multitrayectoria y reverberación.

¹⁴ Teóricamente la directividad que presenta un PZT cilíndrico con vibración en modo radial es omni-direccional en un plano horizontal.

En esta aplicación se seleccionó un transductor cerámico piezoeléctrico en forma de anillo de material Tipo I modificado con un modo de vibración circunferencial con las características resumidas en la Tabla 7.

Tabla 7. Características de la cerámica PZT. Datos técnicos por el fabricante

CARACTERISTICAS DE LA CERÁMICA PZT	
Diámetro interno (mm)	22
Diámetro externo (mm)	26
Altura (mm)	13
Frecuencia de resonancia (kHz)	43 ± 1.5
Impedancia de resonancia (Ω)	≤ 10
Capacitancia estática (pF)	$6600 \pm 20\% @ 1\text{kHz}$

Figura 40. a) Cerámica piezoeléctrica con electrodos en bruto, b) Cerámica cableada antes de encapsular, c) Transductor piezoeléctrico con la capa de adaptación



En la Figura 40 se muestran tres etapas de la construcción del transductor. La cerámica fue manufacturada con electrodos de plata.

3.1.1. Cableado. El cable utilizado en esta aplicación es coaxial de tipo RG58/U con conector BNC, generalmente utilizado en redes de televisión por cable, comunicación, informática e incluso análisis de materiales por ultrasonido llamadas pruebas no destructivas ultrasónicas [72][74]. Gracias a que todo el cable está cubierto por un aislamiento de protección se reduce el ruido mejorando el rendimiento del transductor.

3.1.2. Reducción de Radiación Acústica Indeseada. Para un transductor con forma de anillo con modo de vibración circunferencial, sólo las ondas de presión en la superficie externa son deseadas. Sin embargo en la superficie superior, inferior e interna se generan ondas de presión que no son convenientes ya que están desfasadas respecto a las ondas generadas en la superficie externa, lo que causaría mayor interferencia. Para reducir estas ondas de interferencia se utilizó una lámina de corcho en la superficie superior e inferior.

3.1.3. Impermeabilización. La cerámica piezoeléctrica requiere ser encapsulada para prevenir contacto con cualquier fluido conductivo. Sin embargo, el proceso de impermeabilización no solo consiste en seleccionar un material que impida el paso del agua, sino también, en proveer una capa intermedia, denominada capa de adaptación, que sea lo más transparente acústicamente. Construir un transductor por impermeabilización de la cerámica piezoeléctrica desplaza su frecuencia de resonancia debido a la masa adicional en movimiento alrededor del transductor. Por ello se examinó el concepto de acoplamiento acústico.

Para determinar la impedancia acústica de las cerámicas piezoeléctricas de 43kHz se midió la densidad del anillo y la velocidad de sonido en el material utilizando el instrumento Krautkramer USM 25 en el Laboratorio de Vibraciones y Acústica. Los parámetros medidos fueron los siguientes:

$$\rho \cong 7.726 \frac{g}{cm^3}$$

$$c \cong 4000 \frac{m}{s}$$

La impedancia acústica de la cerámica piezoeléctrica es aproximadamente 31 MRayls¹⁵. Por otro lado, la impedancia acústica del agua es aproximadamente 1.5 MRayls (cuando la velocidad del sonido se considera como 1500 m/s).

Las capas de adaptación de los transductores se realizaron teniendo en cuenta el procedimiento para máxima transferencia de energía según la ecuación 3), la impedancia deseada de la capa de adaptación es aproximadamente 7 MRayls. El material utilizado es Araldite GY 260 (con endurecedor Aradur 830 CH) distribuido por la empresa GMP Químicos de Medellín. Se realizaron mezclas con Alúmina con diferentes tamaño-de-partícula 0.03, 1 y 5 μm .

La impedancia deseada (7 MRayls) NO se logró con los componentes disponibles, Utilizando Alúmina 5 μm se pudo obtener una impedancia máxima de 4 MRayls. Teniendo en cuenta este valor, el espesor de la capa de adaptación calculado debe ser de 12 mm. (La velocidad del sonido en dicha capa de adaptación es 2000 m/s)

3.2. ETAPA ANALÓGICA

La etapa analógica consta de un amplificador de potencia y un pre-amplificador. El amplificador de potencia es el encargado de amplificar la señal modulada proveniente de la etapa digital. El pre-amplificador por su parte, amplifica la señal que es detectada por el transductor para que luego sea demodulada en la etapa digital y se realice el análisis de datos.

¹⁵ Un Rayl es una unidad de impedancia acústica. Equivale a 1 Pa·s/m

3.2.1. Amplificador de Potencia: Para identificar el rendimiento de un amplificador de potencia se deben considerar dos parámetros importantes:

- Linealidad
- Eficiencia

Un amplificador se dice ser lineal si preserva los detalles de la forma de onda de la señal, es decir, si aplicamos una señal de entrada, esta se reflejará en la salida con un incremento, como:

$$V_o(t) = AV_{i(t)} \quad (27)$$

La eficiencia de un amplificador se entiende como la capacidad de poder convertir la mayoría de la potencia DC de la fuente en la potencia entrega a la carga. La eficiencia se define como:

$$Eficiencia = \frac{Potencia\ media\ entregada\ a\ la\ carga}{Potencia\ media\ de\ salida\ en\ la\ fuente\ de\ alimentación} \quad (28)$$

En el laboratorio se cuenta con un amplificador manufacturado por Falco Systems modelo WMA-300 de alto voltaje (Salida de voltaje ± 150 V Ganancia: 50x) y amplio ancho de banda (DC @ BW: 5 MHz a un 50% de escala completa del voltaje de salida), con salida de corriente 300 mA. Respuesta en frecuencia plana hasta 2 MHz. Impedancia de salida 50Ω . El amplificador es utilizado en aplicaciones de alta-impedancia donde la carga es principalmente capacitiva (como PZT). Para acoplar la carga con un circuito de 50Ω se puede conectar en serie una resistencia de 50Ω , pero usualmente no se recomienda [Ver Hoja de Datos en [76]]. No se recomienda utilizar cables con longitud mayor a 1.5 metros.

3.2.2. Pre-amplificador. Para diseñar el pre-amplificador se consideraron los siguientes requerimientos:

- El pre-amplificador debe amplificar señales alrededor de la frecuencia de resonancia del transductor y filtrar las otras frecuencias.
- El pre-amplificador debe proveer alta ganancia para recoger señales tan pequeñas como un par de cientos de micro Voltios.

Se cuenta con un pre-amplificador de ultrasonido Olympus PANAMETRICS NDT con ganancias de voltaje de 40 y 60 dB. Cuenta con un amplio rango en frecuencia de señales de 500 Hz a 2 MHz. Tiene una resistencia de entrada de $1\text{ M}\Omega$ y una impedancia de salida de 50Ω [Hoja de Datos [73]].

3.3. IMPLEMENTACION DE LA ETAPA DIGITAL DEL MÓDULO DE COMUNICACIÓN ACÚSTICA SUBACÚATICA

A continuación se presenta como se implementó cada uno de los bloques que componen el modulador y demodulador BFSK. Por cada bloque se presenta una simulación y costos de implementación (consumo de recursos de la plataforma hardware). El modelo de la FPGA utilizado es una Spartan-3 XC3S200 y encapsulado FT256 de Xilinx. En el proceso de implementación se utilizó el software ISE WebPACK versión 12.1, con el simulador ModelSim SE versión 6.5b (Estudiantil). El software ISE es propietario Xilinx el cual permite sintetizar el código de cada bloque comprobando que pueda ser implementado en la FPGA. También, provee una herramienta llamada Plan Ahead que permite asignar entradas y salidas a los distintos pines de usuario de la FPGA.

3.3.1. Transmisor

3.3.1.1. Modulador basado en DDS (Sintetizador Digital Directo)

El DDS se diseñó para proveer una señal digital de 12 bits¹⁶ que es enviada al conversor digital-análogo (ver Figura 14). Se utilizó la herramienta CORE Generator del software ISE Xilinx para el análisis y síntesis de diseños realizados en VHDL. Se generó un LogiCORE IP DDS Compiler (Hoja de Datos disponible en [70]) en su versión 4.0, disponible para implementación en Spartan-3. Los parámetros ingresados son los mostrados en la Tabla 8.

Tabla 8. Parámetros de Diseño del Sintetizador Digital Directo

Parámetro	Valor
Reloj del sistema (MHz)	12.5
Rango Dinámico Libre de Espurias -SFDR (dB)	72
Ancho de fase -N (bits)	32
Ancho de fase truncada ¹⁷ -P (bits)	12
Ancho de Salida ¹⁸ -S (bits)	12
Selección de Salida	COSINE
Modo amplitud	FULL_RANGE ¹⁹

Se debe aclarar que aunque el incremento de fase es de longitud 32 bits, estos son truncados a 12 bits, tomando los bits más significativos, para reducir la profundidad de la LUT tal como se mencionó en el apartado 2.3.1.1 (diseño teórico del DDS). Por otro lado, las dos frecuencias que se desean generar de acuerdo a los parámetros de diseño presentados en Tabla 5 son 430kHz y 440kHz. Con ellas se determina los incrementos de fase D0 y D1 (ver Figura 16) para generar la señal BFSK, de la siguiente manera:

¹⁶ Por disponibilidad del conversor D/A. Utilizado en aplicaciones de generación de señales DDS.

¹⁷ Profundidad de la LUT.

¹⁸ Ancho de la LUT.

¹⁹ Representación en complemento a 2.

$$D0 = \frac{430 \cdot 10^3}{12.5 \cdot 10^6} 2^{32} \cong 147746875 \cong 1000110011100111000000111011_2 \quad (29)$$

$$D1 = \frac{440 \cdot 10^3}{12.5 \cdot 10^6} 2^{32} \cong 151182849 \cong 1001000000101101111000000001_2 \quad (30)$$

El núcleo DDS solo provee dos formas de generar la salida, ambas son producidas en complemento a 2 ya sea en rango completo (interpretación 10000... (-1) a 01111... (+1)), o en círculo unidad (interpretación 01000... (+0.5) a 11000... (-0.5)). Debido a las características de salida complementaria del conversor D/A es preciso expresar la salida del DDS como sigue:

Tabla 9. Código de entrada vs. Corriente de salida análogo del conversor D/A.

CODIGO ENTRADA (D11-D0)	I_{OUT}	$\overline{I_{OUT}}$
1111 1111 1111	20mA	0mA
1000 0000 0000	10mA	10mA
0000 0000 0000	0mA	20mA

Donde I_{OUT} y $\overline{I_{OUT}}$ son las salidas complementarias del conversor D/A en full escala. (Hoja de Datos del Conversor DAC902). Por ello, la salida del DDS debe modificarse para ser acoplada correctamente con el DAC, esto se realiza aplicando una negación (NOT) al bit más significativo.

Adicionando el multiplexor MUX con dos entradas de 32 bits (para D0 y D1) y con un selector que indicará los cambios del dato binario, se construye el Modulador BFSK. La simulación realizada en Modelsim se muestra en la Figura 41. Se puede observar la señal *dataSym* (arriba) “1110010” que modula la señal *data_out* (onda sinusoidal) entre dos frecuencias. En la Figura 42 se muestra un acercamiento de la señal cuando *dataSym* es ‘1’. Las frecuencias de espacio y marca generadas son 430kHz y 440kHz, respectivamente. Los recursos utilizados por el componente modulador se muestran en la Tabla 10.

Figura 41. Señal moduladora “1110010” y señal modulada (onda sinusoidal) de frecuencias 430kHz y 440kHz

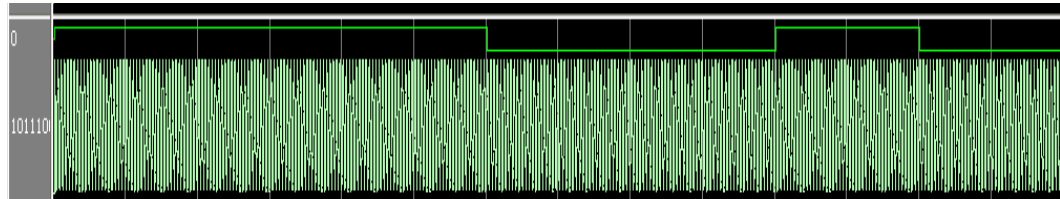


Figura 42. Señal sinusoidal generada a 440kHz debido a dato de entrada = ‘1’.

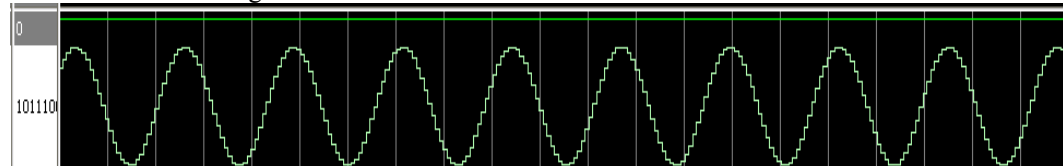


Tabla 10. Recursos utilizados por el modulador (MUX+DDS+NOT)

Lógica	Uso	Disponibilidad	Porcentaje Utilizado (%)
Slice Flip Flop	48	3840	1.3
LUTs 4 Entradas	55	3840	1.4
Slices Ocupados	36	1920	1.9
BRAM 16	1	12	8.3

3.3.2. Receptor

3.3.2.1. Conversor DDC

La implementación del mezclador involucra un multiplicador 12x12 digital. Para realizar esta operación se utilizó la MEGA Función multiplicar del paquete *std_logic_arith*. Con esta función puede hacerse uso de un multiplicador embebido sin demandar área adicional (bloques lógicos CLB) de la FPGA. Los multiplicadores embebidos de la Spartan-3 pueden realizar multiplicaciones con operandos con signo de hasta 18 bits. El resultado de la multiplicación es truncado a 12 bits para ahorrar recursos en la operación de acumulación.

El diseño de los filtros se realizó con la herramienta *fdatool* de MATLAB utilizando el método de ventanas. Muchas funciones de ventanas han sido propuestas: Hamming, Hann, Blackman, Bartlett/Triangular, Kaiser, Chebychev, Bohman, Tukey, entre otros. En la tabla C (ANEXO C) se muestran las expresiones de seis operaciones de ventaneo.

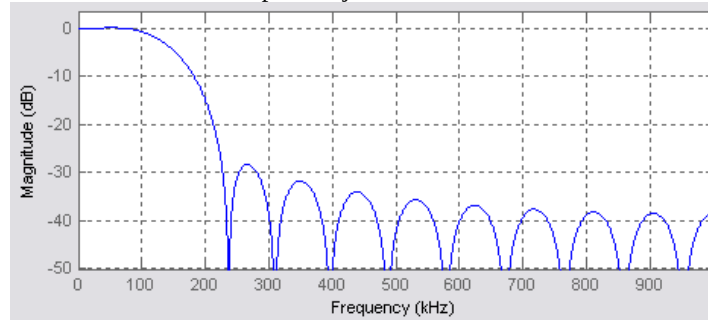
Los filtros digitales desarrollados en este proyecto fueron realizados con el método de ventana de Kaiser. Este tipo de filtro es uno de los más utilizados [28]. Comparado con Hamming y Hann en la herramienta *fdatool* de MATLAB se lograron filtros de menor orden para unas especificaciones dadas.

Para implementar un filtro FIR, representado por la ecuación (20), en lenguaje VHDL se utilizaron los siguientes componentes: un multiplicador, un acumulador, una memoria (ROM) para almacenar los coeficientes del filtro y una memoria (RAM) para almacenar las muestras pasadas de la señal (ver la Figura 44). Se requiere además, una maquina de estado que controle el índice de lectura de la memoria ROM (coeficientes fijos del filtro FIR) y los índices de lectura y escritura de la memoria RAM (datos pasados de la señal de entrada) de acuerdo a los desplazamientos. Los coeficientes del filtro son escalados siguiendo una relación lineal entre los puntos (1,2047) y (-1,-2048). El filtro pasa-bajo utilizado en el DDC es un filtro de orden 20 establecido con el método de ventana de Kaiser. El filtro se diseño con una frecuencia de corte de 140kHz (-3dB) (se aclara que esta frecuencia debe ser menor que 430kHz), una atenuación en la banda de rechazo A_s de -30dB. Los coeficientes proporcionados por la herramienta se determinaron utilizando una estructura FIR en forma directa cuya respuesta en frecuencia se muestra en la Figura 43

Tabla 11.Características del filtro pasa-bajo (LPF) utilizado en el DDC

Parámetros del filtro LPF del DDC	
Frecuencia de corte (kHz)	140
Atenuación banda-rechazo (dB)	-30

Figura 43. Respuesta en frecuencia del filtro pasa-bajo LPF utilizado en el DDC



El diagrama de flujo (ver Figura 45 y Figura 46) muestra la operación del filtro FIR de orden 20. La señal de entrada varía con un reloj de 500 ns. Durante este periodo se realizan 21 multiplicaciones y 20 adiciones para obtener un valor de la señal filtrada. Para realizar las operaciones de multiplicación y adición se requiere hacer lectura de todos los espacios de memoria ROM y RAM (21 direccionamientos) para obtener el resultado de la convolución para cada n o muestra temporal; para estas operaciones se utilizó el reloj global de la FPGA.

Recuérdese que el bloque de diezmado (decimator) permite pasar de una frecuencia de muestreo de 2 MHz a 250 kHz, ya que las frecuencias de espacio y marca son 30 kHz y 40 kHz. Esta característica reduce el número de muestras por símbolo de 200 a 25. La operación de diezmado se realiza tomando 1 muestra por cada 8 muestras de la señal. Para realizar esta operación se utilizó un reloj de 4 μ s y un registro para entregar una muestra por cada pulso, aun cuando la señal cambia con un reloj de 500 ns (ver Figura 47).

La simulación del conversor DDC se muestra en la Figura 48. La primera señal representa la señal modulada BFSK “1110010” en las frecuencias 430 kHz y 440 kHz. La segunda señal es el resultado de mezclar la primera con un coseno a una frecuencia de 400kHz. Esta señal se envía a un filtro paso-bajo dando como resultado la tercera señal filtrada de frecuencias 30 kHz y 40 kHz. Una vez se obtiene la señal filtrada la frecuencia de muestreo se reduce de 2 MHz a 250 kHz. Como resultado, se obtiene una señal (cuarta) de menor resolución que mantiene las características necesarias para realizar efectivamente la demodulación. El costo en hardware de implementación del conversor DDC se muestra en la Tabla 12. Estos recursos son los utilizados cuando la memoria RAM y la memoria ROM son sintetizadas e implementadas con base en LUTs y no como bloques de RAM. En la Tabla 13 se muestran los recursos utilizados si las memorias se implementan como bloques de RAM. La implementación fue realizada ahorrando los bloques de RAM tal como se expone en la Tabla 12.

Figura 44. Diagrama de bloques de la implementación de un filtro FIR

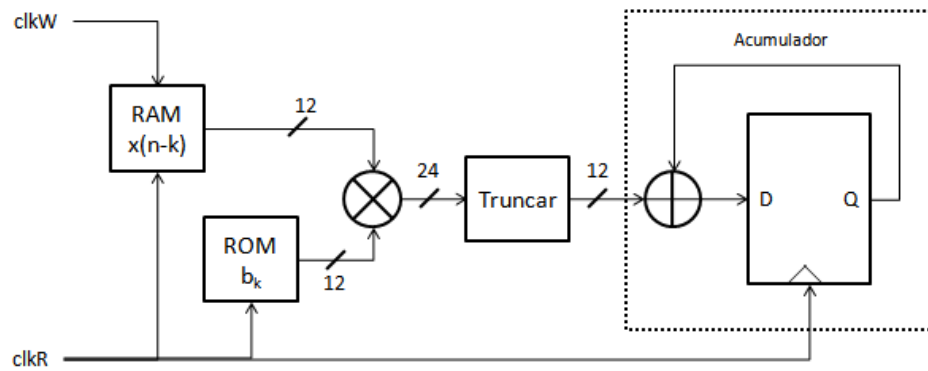


Figura 45. Diagrama de flujo de la operación de convolución entre los coeficientes b_k y la señal $x(n-k)$

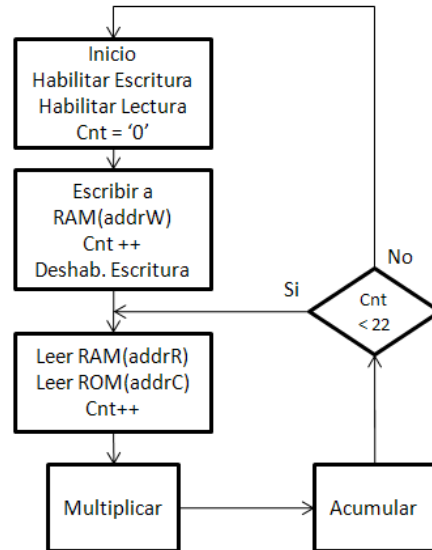


Figura 46. Diagrama de flujo para el control de índice de lectura y escritura

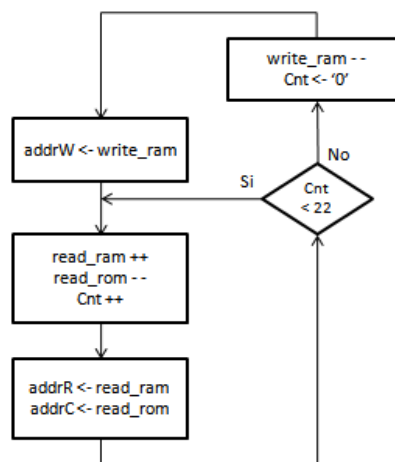


Figura 47. Operación de diezmado.

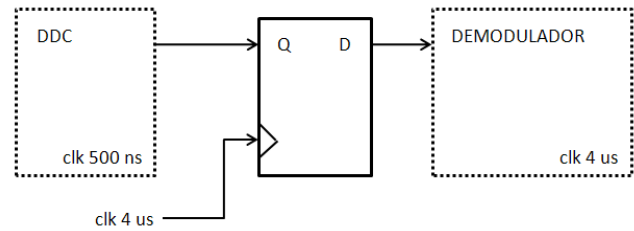


Figura 48. Simulación del conversor DDC. Señal modulada “1110010”

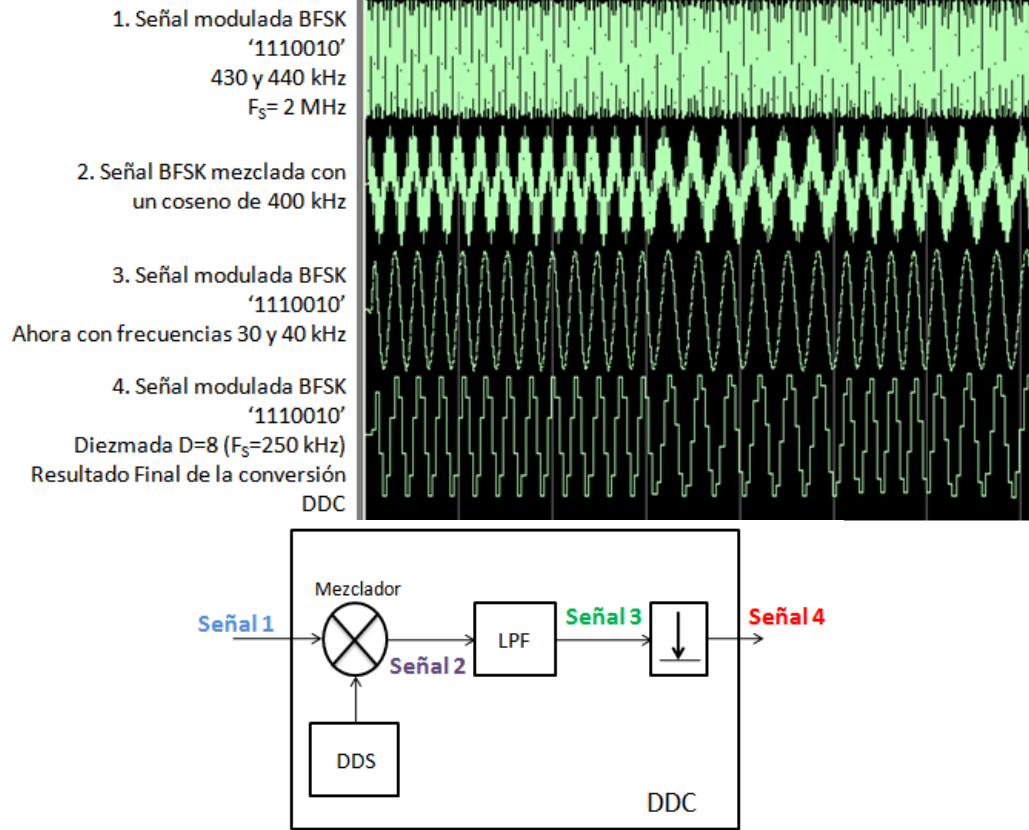


Tabla 12. Recursos utilizados por el conversor DDC (MIX+DDS+LPF+DECIMATOR)

Lógica	Uso	Disponibilidad	Porcentaje Utilizado (%)
Slice Flip Flop	150	3840	3.9
LUTs 4 Entradas	191	3840	5.0
Slices Ocupados	138	1920	7.2
BRAM 16	1	12	8.3
MUL18x18	2	12	16.7

Tabla 13. Recursos utilizados por el conversor DDC. Implementación con bloques de RAM

Lógica	Uso	Disponibilidad	Porcentaje Utilizado (%)
Slice Flip Flop	158	3840	4.1
LUTs 4 Entradas	119	3840	3.1
Slices Ocupados	118	1920	6.2
BRAM 16	3	12	25
MUL18x18	2	12	16.7

3.3.2.2. Demodulador

La implementación del demodulador mostrado en la Figura 30, implica el uso de dos filtros paso-banda (BPFs) centrados en las frecuencias 30kHz y 40kHz, dos bloques que realizan la operación valor absoluto (ABS), dos filtros paso-bajo (LPF), un restador (SUB) y un bloque de diezmando (decimator DEC).

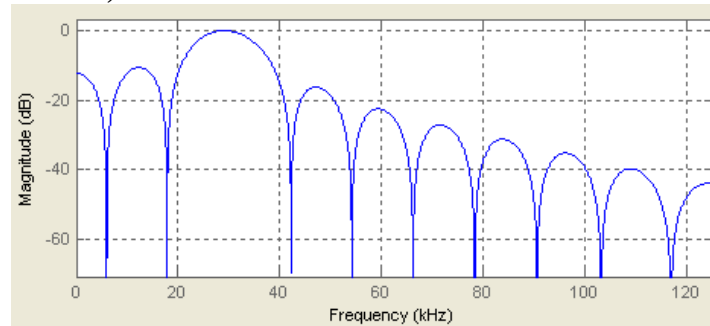
Los filtros acoplados se construyeron con la técnica presentada en el aparatado anterior (*Conversor DDC*). Los parámetros de diseño de cada uno de los filtros paso banda de orden 20 se encuentran en la Tabla 14. En la Figura 49 se muestra la respuesta en frecuencia de cada filtro paso banda. En la Figura 50 se muestra la respuesta en frecuencia del filtro LPF de orden 20 y se implementaron con una frecuencia de muestreo de 250kHz.

Tabla 14. Parámetros de diseño de los filtros acoplados y el filtro paso-bajo del demodulador

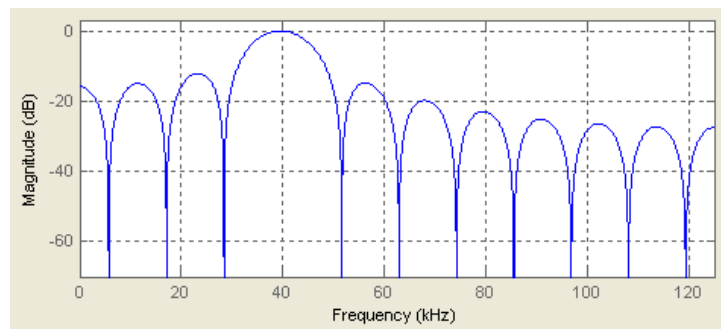
Parámetros del filtro BPF_f0 del DEMOD	
Frecuencia Central 30kHz	
Frecuencia de corte 1 (-3 dB) (kHz)	25
Frecuencia de corte 2 (-3 dB) (kHz)	35
Atenuación banda-rechazo (dB)	-12
Parámetros del filtro BPF_f1 del DEMOD	
Frecuencia Central 40kHz	
Frecuencia de corte 1 (-3 dB) (kHz)	35
Frecuencia de corte 2 (-3 dB) (kHz)	45
Atenuación banda-rechazo (dB)	-12
Parámetros del filtro LPF del DEMOD	
Frecuencia de corte (kHz)	20
Atenuación banda-rechazo (dB)	-38

Figura 49. Respuesta en frecuencia filtro Paso Banda

a) Frecuencia central 30KHz b) Frecuencia central 40kHz

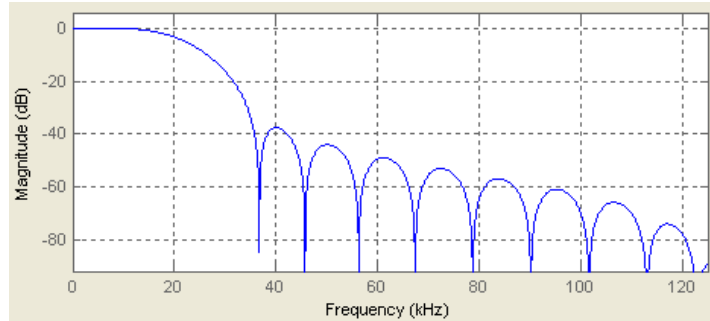


a)



b)

Figura 50. Respuesta en frecuencia del filtro LPF del demodulador

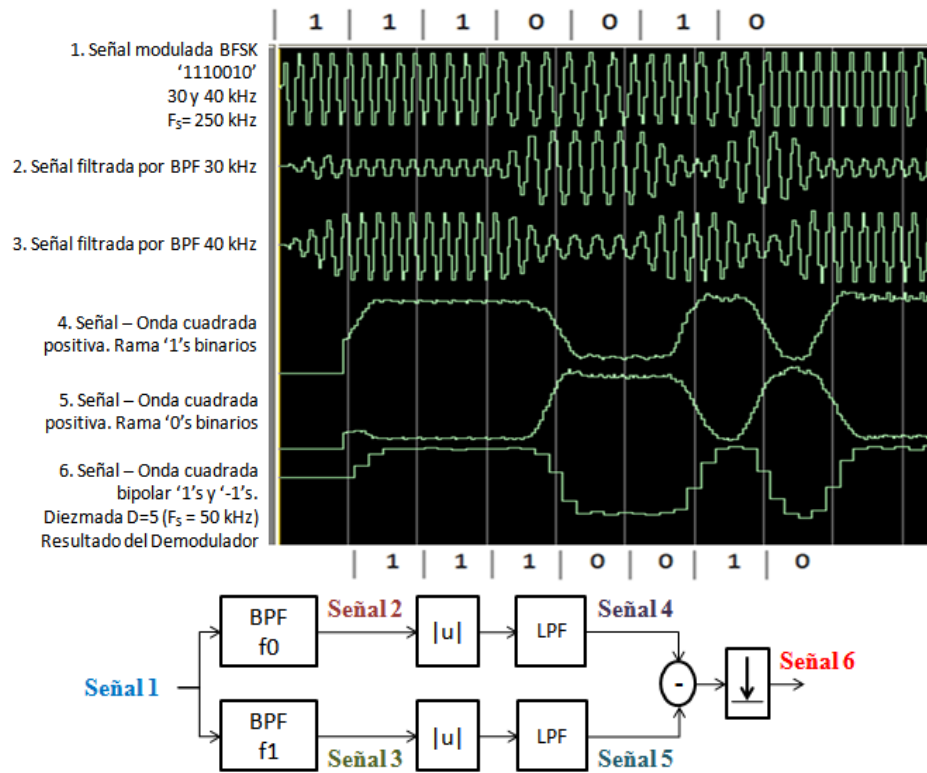


En la Figura 51 se muestra la evolución de la señal en las diferentes etapas. Las señales 2 y 3 son resultado de los filtros acoplados con las frecuencias 30kHz y 40kHz, respectivamente. Las señales 4 y 5 corresponden a las formas de onda cuadrada positiva por cada rama que luego se restan para formar la señal bipolar. La señal 6 es de forma cuadrada y diezmada con valores '1's y '-1's que corresponden a '1's y '0's binarios. Observe que los filtros FIR en cada etapa aplican un desplazamiento a la señal. Esto es característica de este tipo de filtros, y el desplazamiento asociado en muestras es la mitad del orden de los mismos. En la etapa final del bloque demodulador, la señal se encuentra desplazada 80 us, valor próximo a la longitud o duración de un símbolo (100 us). En la Tabla 15 se muestran los recursos utilizados en la implementación del bloque demodulador.

Tabla 15. Recursos utilizados por el Demodulador BFSK (BPFs + ABS + LPF + SUB + DEC)

Lógica	Uso	Disponibilidad	Porcentaje Utilizado (%)
Slice Flip Flop	367	3840	9.6
LUTs 4 Entradas	624	3840	16.3
Slices Ocupados	391	1920	20.4
MUL18x18	4	12	33.4

Figura 51. Simulación del Demodulador BFSK. Señal a demodular “1110010”



3.3.2.3. Sincronizador de Símbolo

El sincronizador consiste en los siguientes bloques: Dos memorias ROM, una memoria RAM, tres multiplicadores, dos acumuladores. Una memoria ROM que contiene las muestras de la secuencia Gold entrenamiento $r(t)$ y otra memoria para las muestras de la secuencia Gold de estimación de ruido $r_o(t)$ con la cual se establece el umbral dinámico (ver Ecuaciones (24)(25)(26)). Las muestras de la señal de entrada se van almacenando en una memoria RAM en configuración buffer circular. La operación de correlación cumple con el mismo principio mostrado en el desarrollo del filtro en el apartado anterior (Conversor DDC), gracias a las similitudes entre las operaciones de correlación y convolución, si se dispone de un programa que realice la convolución, se puede emplear para realizar la correlación, la única diferencia es la forma de direccionar los índices de lectura para realizar las multiplicaciones y posteriormente las adiciones necesarias.

En este punto, la señal con forma cuadrada que ingresa al sincronizador tiene 5 muestras por símbolo (Frecuencia de muestreo 50kHz). Entonces, para representar los 7 bits de la secuencia Gold de entrenamiento “1110010” y la secuencia “estimación de ruido” se requieren 70 espacios de memoria (35 por cada secuencia). Durante la operación de sincronización se realizan 70 multiplicaciones (incluyendo ambas secuencias) y 68 adiciones, en un periodo de reloj de 20 us.

Una vez se obtienen los valores del umbral dinámico $U(t)$ y los valores de correlación con la secuencia Gold de entrenamiento $C(t)$, se realizan comparaciones para determinar en qué momento se sobrepasa el umbral. Una vez se ha determinado el pico máximo (buscado en dos longitudes de referencia) se habilita el bloque de decisión (*en_dem*). En el proceso de búsqueda del pico máximo, es posible que se encuentren picos erróneos que sobrepasan el umbral, y estos se asumen como puntos de sincronización, sin embargo, se sigue buscando el pico máximo (proceso que se realiza solo en dos longitudes de secuencia (70 muestras)).

Cuando un pico es encontrado, se habilita el bloque de decisión determinando los símbolos que fueron recibidos y almacenando los resultados en un buffer temporal. El bloque de decisión lleva un conteo de muestras (*sample_cnt*) y un conteo de símbolos (*symbol_cnt*). Si un pico mayor se encuentra durante un periodo de dos longitudes de secuencia, ocurre un proceso de re-sincronización, en el cual se inicia nuevamente el conteo de símbolos y los valores almacenados en el buffer temporal se ignoran.

En la Figura 52 se muestran 4 señales. La primera (señal *inDEMODO*) corresponde a la señal de entrada del demodulador que corresponde a la secuencia de bits “11100101101100111011010” con frecuencias de espacio y marca, 30 kHz y 40 kHz respectivamente. La segunda señal es resultado del bloque demodulador, una señal de forma cuadrada bipolar (*outDEMODO*). La tercera señal (*cross*) corresponde al umbral dinámico producido por la correlación de la señal cuadrada con la secuencia de estimación de ruido de acuerdo a la ecuación (26). La última señal (*auto*) corresponde a la correlación con la secuencia Gold “1110010”, una vez esta señal sobrepasa el umbral y se encuentra el pico máximo, se establece el punto de sincronización que habilita el bloque de decisión.

Los recursos utilizados en la implementación del bloque del Sincronizador de Símbolo se muestran en la Tabla 16, si las memorias RAM y ROM son sintetizadas e implementadas con base en LUTs.

Figura 52. Punto de sincronización, pico máximo que sobrepasa el umbral

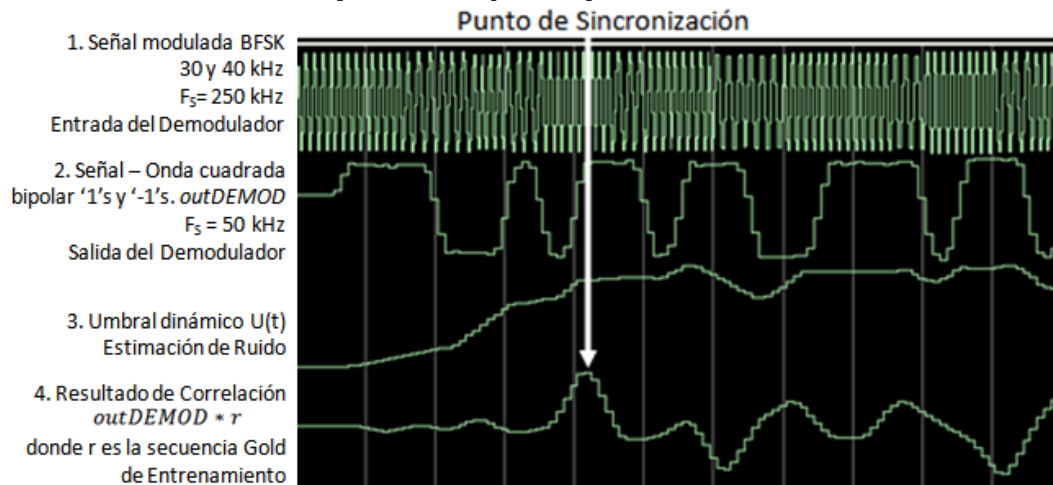


Tabla 16. Recursos utilizados por el Sincronizador de Símbolo.

Lógica	Uso	Disponibilidad	Porcentaje Utilizado (%)
Slice Flip Flop	256	3840	6.7
LUTs 4 Entradas	291	3840	7.6
Slices Ocupados	231	1920	12.1
MUL18x18	3	12	25

3.3.2.4. *Bloque de Decisión*

Una vez el bloque de decisión recibe la señal *en_dem* que lo habilita, se inicia el conteo de muestras para determinar cada símbolo. El proceso de decisión, consiste en acumular un valor cada 5 muestras (muestras por símbolo). Luego este valor es comprado con un umbral, para determinar si el símbolo recibido es '1' o '0' binario.

En la Figura 53 la primera señal (*shape_dem*) es la señal de forma cuadra (salida del demodulador) correspondiente a "11100101101100111011010", una vez el punto de sincronización habilita el bloque de decisión, se inicia el conteo de símbolos (cuarta señal *symbol_cnt*). En este momento todos los valores del buffer (quinta señal *temp_buffer*) se ignoran, y se empiezan a almacenar los 16 símbolos siguientes. Se puede observar que los valores finales del buffer (segunda columna) son "0101101110011011", estos bits (ya que el direccionamiento del buffer es 15 a 0²⁰) determinan los datos activos (16 bits) de la señal demodulada. En la Tabla 17 se muestran los recursos utilizados por este bloque.

²⁰ El primer bit es MSB (más significativo)

Figura 53. Resultado del bloque de decisión. Los bits recibidos fueron “1101100111011010”

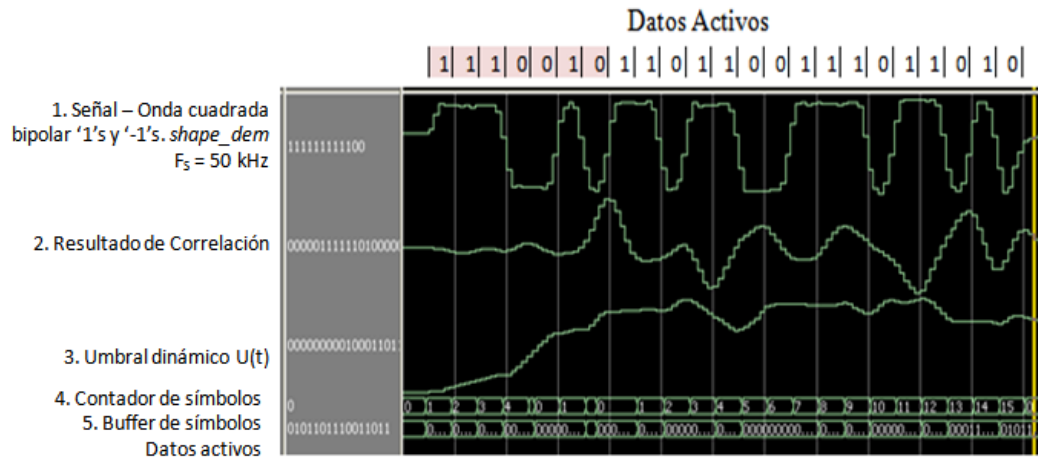


Tabla 17. Recursos utilizados por el Bloque de Decisión

Lógica	Uso	Disponibilidad	Porcentaje Utilizado (%)
Slice Flip Flop	49	3840	1.3
LUTs 4 Entradas	51	3840	1.4
Slices Ocupados	33	1920	1.8

Para evaluar el funcionamiento del módulo implementado en la FPGA junto con los transductores, se dispuso un conversor A/D y un conversor D/A. Se adquirieron dos integrados de referencias ADS807 y DAC902, ambos con resolución de 12 bits. En el ANEXO D se muestran los diagramas esquemáticos tomados de la hoja de datos que provee el fabricante. Los circuitos fueron probados inicialmente en una placa de prueba para verificar el correcto funcionamiento de los mismos. La prueba realizada fue en bucla cerrada (la salida del conversor A/D se conectó directamente al conversor D/A) obteniendo el rendimiento esperado. Para la implementación de la etapa de conversión se realizó una PCB o circuito impreso. Al probar la tarjeta los resultados no fueron correctos. Se estima que los integrados de montaje superficial no fueron soldados de una manera apropiada y esto pudo conducir al deterioro de los mismos.

Se debe construir una nueva etapa de conversión siguiendo las recomendaciones presentadas en las hojas de datos. Teniendo en cuenta la disposición de las fuentes de alimentación, las tierras y el desacople de las etapas analógica y digital.

La propuesta ante la dificultad de no disponer de una etapa confiable de conversión A/D y D/A, fue realizar algoritmos en MATLAB de acuerdo a las técnicas aplicadas en la implementación del módulo de comunicación en la FPGA. El montaje experimental se presenta en el capítulo 4.

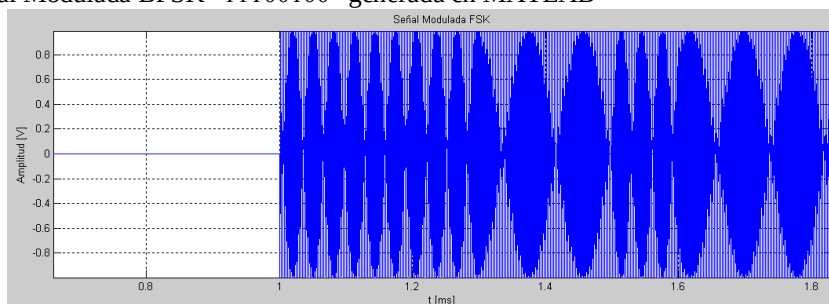
También debe realizarse una interfaz en MATLAB que permita la comunicación serial con la FPGA para visualización de los datos enviados y recibidos. De esta manera puede verificarse el funcionamiento del módulo desarrollado.

4. EVALUACIÓN DEL MÓDULO DE COMUNICACIÓN ACÚSTICA SUBACUÁTICA

Para probar la técnica de modulación y demodulación utilizada se implementó en MATLAB un código para generación de señales BFSK a frecuencias de espacio y marca de 430 kHz y 440 kHz, respectivamente. La generación de la señal se realiza utilizando la técnica propuesta en el apartado 2.3.1.1 que incluye un sintetizador digital directo. Se generaron paquetes de datos de 15 y 23 bits, en las cuales los 7 primeros bits corresponden al preámbulo o secuencia Gold de entrenamiento.

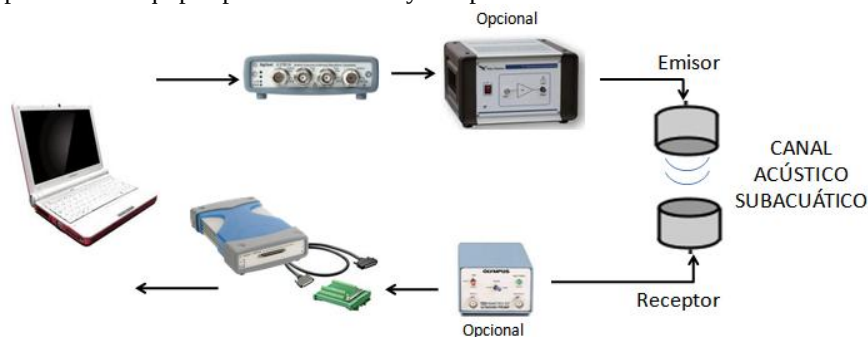
Para generar dichas señales, se utilizó un generador de señales arbitrarias Agilent modelo U2761A (con un máximo de 65536 puntos y una frecuencia máxima de 20 MHz). La señal se genera con una frecuencia de muestreo de 12.5 MHz, con 7 bits de preámbulo y 8 o 16 bits aleatorios. En la Figura 54 se muestra un ejemplo de una señal modulada BFSK con frecuencia 430 kHz y 440 kHz generada en MATLAB.

Figura 54. Señal Modulada BFSK “11100100” generada en MATLAB



La salida del generador es conectada directamente al transductor emisor, o al amplificador de potencia de ser requerido. La señal producida por el transductor receptor se obtiene con el equipo de adquisición de datos Agilent modelo U2531A para el análisis posterior en MATLAB con la implementación en código de las técnicas de demodulación descritas en el apartado 2.3.2. El equipo tiene una frecuencia de muestreo máxima de 2 MHz. Se utilizaron dos canales, uno para adquirir la señal transmitida y otro para adquirir la señal acústica recibida. En este proyecto se llevaron a cabo pruebas del sistema mostrado en la Figura 55.

Figura 55. Disposición de equipos para transmisión y recepción de señales moduladas BFSK



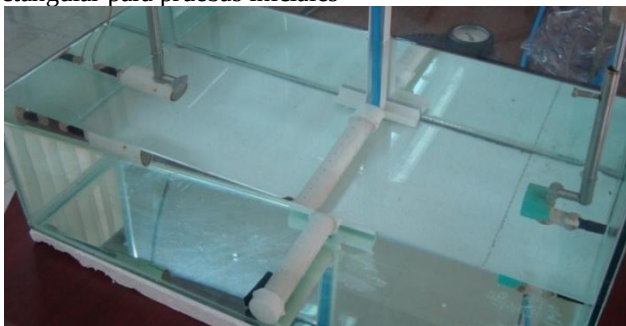
La decisión de realizar envío de paquetes de 8 y 16 bits se debe a las restricciones que se tenían en hardware. El generador de señales arbitrarias solo permite cargar una señal desde el computador de 65536 puntos y adicionalmente se puede indicar una frecuencia de repetición de dicha señal. La señal modulada BFSK se genera con una frecuencia de muestreo de 12.5 MHz. Como cada símbolo tiene una duración de 100 μ s, cada bit enviado requiere 1250 muestras. Debido a que la comunicación con el generador se realiza con datos tipo *string* solo podía enviarse hasta 23 símbolos (ocupando el buffer del generador), 7 correspondientes a la secuencia de entrenamiento y 16 datos activos. Dicha señal era repetida después de un tiempo de ausencia de excitación. Por ejemplo, si la señal es de 23 símbolos, tiene una duración de 2.3 ms seguida de un tiempo sin excitación de 0.4 ms después de este tiempo se repite.

Para el análisis posterior de la señal recibida se utilizó un sistema de adquisición de datos. El dispositivo tiene un software propietario que permite establecer parámetros de adquisición. La frecuencia máxima del dispositivo es de 2 MHz y puede indicarse el número de puntos en el buffer de entrada. Como el dispositivo trabaja de manera asíncrona, el tamaño del buffer debe garantizar que al adquirir una ventana temporal se recoja una señal de excitación y una señal recibida completa.

4.1 PRUEBAS DEL SISTEMA EN UN RECIPIENTE RECTAGULAR

Las primeras pruebas en agua se realizaron en un recipiente de dimensiones 30 $\times$ 60 $\times$ 40 cm (ver Figura 56). Se envió un paquete que consiste en la secuencia de entrenamiento Gold “11110010” seguida de 16 bits aleatorios. Durante el proceso de generación de la señal los 16 bits aleatorios se almacenan en un archivo para luego ser comparados con los obtenidos después del proceso de demodulación y determinar si los bits fueron recibidos efectivamente.

Figura 56. Recipiente Rectangular para pruebas iniciales



El transductor emisor se excitó con una señal modulada BFSK con una amplitud de 2.7313V_{RMS} y una duración de 2.3 ms, enviando la secuencia Gold seguida de 16 bits de datos “1101100111011010”, cuya densidad espectral normalizada se muestra en la Figura 57. Observe que el número de ‘1’s que corresponden a la frecuencia 440 kHz es mayor que el número de ‘0’s (frecuencia 430 kHz) enviados.

La señal acústica recibida se muestra en la Figura 58. Esta señal tiene una amplitud de $0.0906 V_{RMS}$. La señal recibida tiene una atenuación de amplitud aproximadamente de -30 dB, debida a las pérdidas por inserción (transferencia de energía del transductor emisor al medio (y del medio al transductor receptor)), a la distancia entre emisor y receptor (38 cm) y por la superposición con la señal de acople y señales reflejadas (dispersión).

Figura 57. Densidad Espectral de la Señal Modulada de Excitación

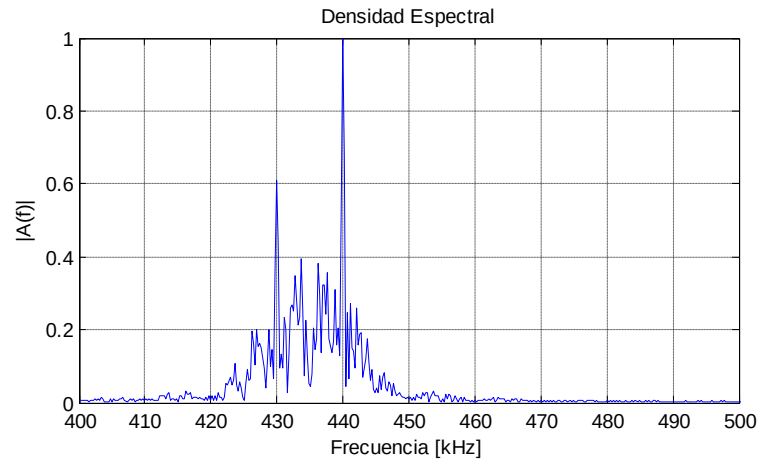


Figura 58. Señal acústica recibida (Arriba). Densidad Espectral de la señal recibida (Abajo)

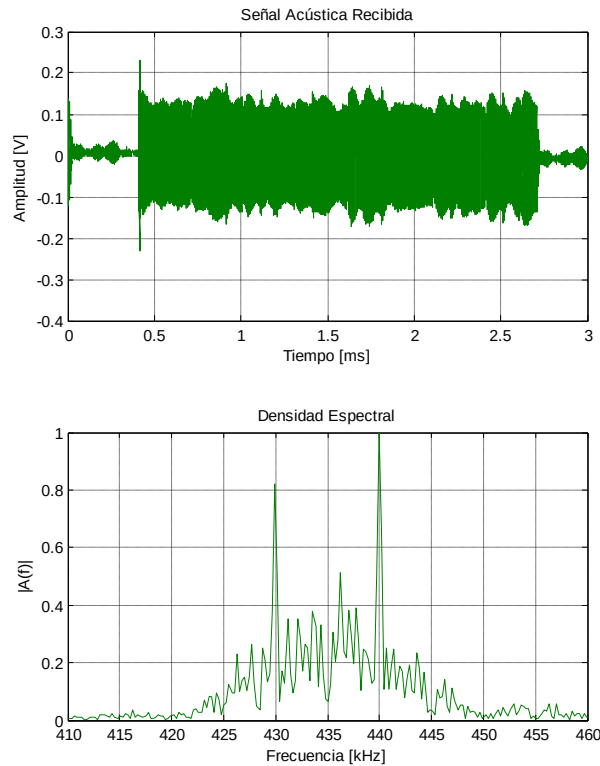
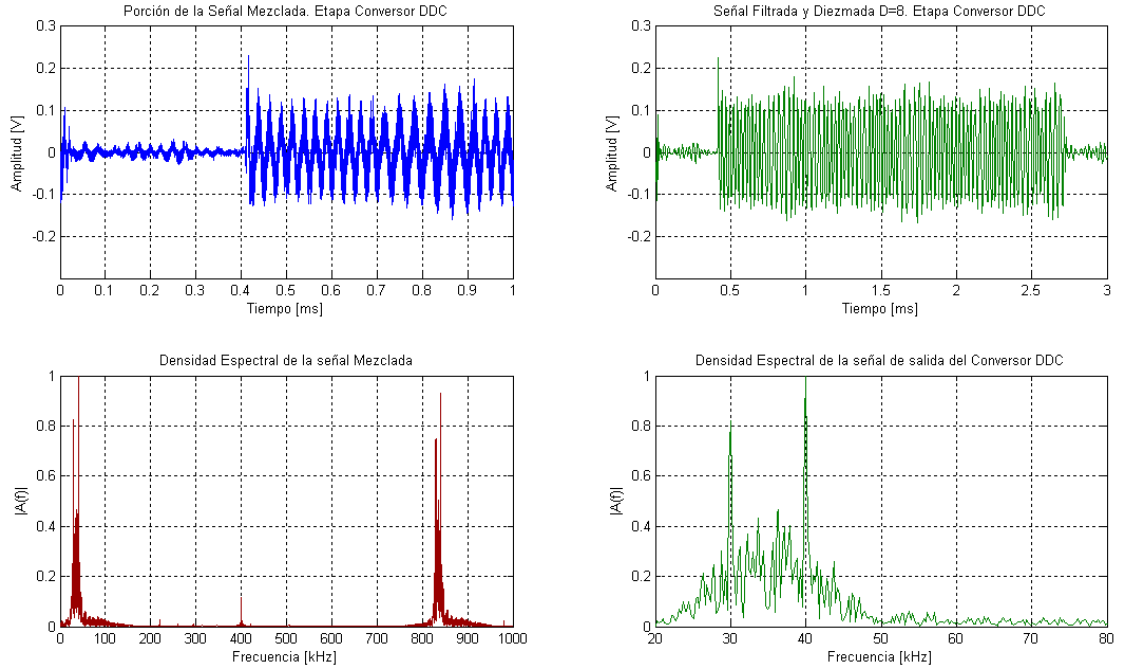


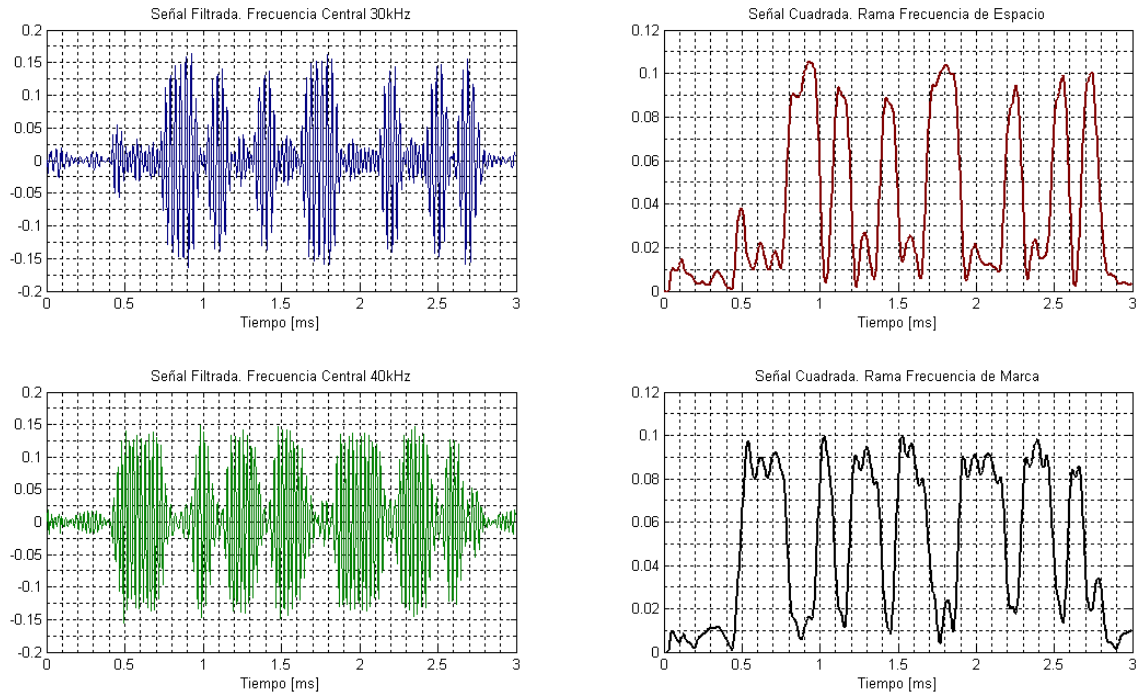
Figura 59. Operación del conversor DDC.



La operación del conversor DDC se muestra en la Figura 59. Recuerde que esta operación permite desplazar el rango de frecuencias (430 – 440 kHz) a una banda de menor frecuencia (30 – 40 kHz) y disminuir la frecuencia de muestreo de 2 MHz a 250 kHz. Bajar la resolución de la señal recibida permite ahorro de recursos en hardware en las etapas de procesamiento siguientes. La primera imagen (azul) muestra una porción (1 ms) de la señal mezclada con una señal coseno de 400 kHz, que tiene componentes de frecuencia con picos en $f_s - 400$, $f_m - 400$, $f_s + 400$ y $f_m + 400$ (roja), siendo f_s la frecuencia de espacio y f_m la frecuencia de marca. Una vez la señal se filtra a frecuencias bajas, las frecuencias de espacio y marca son 30 kHz y 40 kHz, respectivamente (imagen verde).

La señal filtrada resultante del bloque DDC, pasa a través de dos ramas, cada una con un filtro acoplado, cuya frecuencia central es la frecuencia de espacio o la frecuencia de marca. De esta manera se obtienen dos señales complementarias. En la Figura 60 se muestra la señal filtrada por el filtro de espacio (azul) y el filtro de marca (verde). Luego sobre dichas señales se realiza una operación de valor absoluto y un filtrado para formar las señales cuadradas positivas. El resultado de la rama que procesa la frecuencia de marca (roja) se resta al resultado de la otra rama (negro), para formar una señal bipolar (verde en la Figura 61) de “forma cuadrada”.

Figura 60. Señal en las diferentes etapas de demodulación



Para determinar los bits recibidos primero debe hallarse el punto de sincronización. Entonces, se realiza la operación de correlación (utilizando la función `xcorr`) entre la secuencia Gold de entrenamiento y la señal bipolar. En la Figura 61 se muestra en contraste la secuencia Gold (azul) junto a los bits enviados (rojo) y la señal bipolar de “forma cuadrada” (verde). El máximo de la correlación (ver Figura 62) indica el tiempo que debe desplazarse la señal bipolar (0.48 ms) para estar completamente alineada con la secuencia Gold de entrenamiento.

Figura 61. Secuencia de bits enviados (arriba) y señal recibida procesada por el demodulador

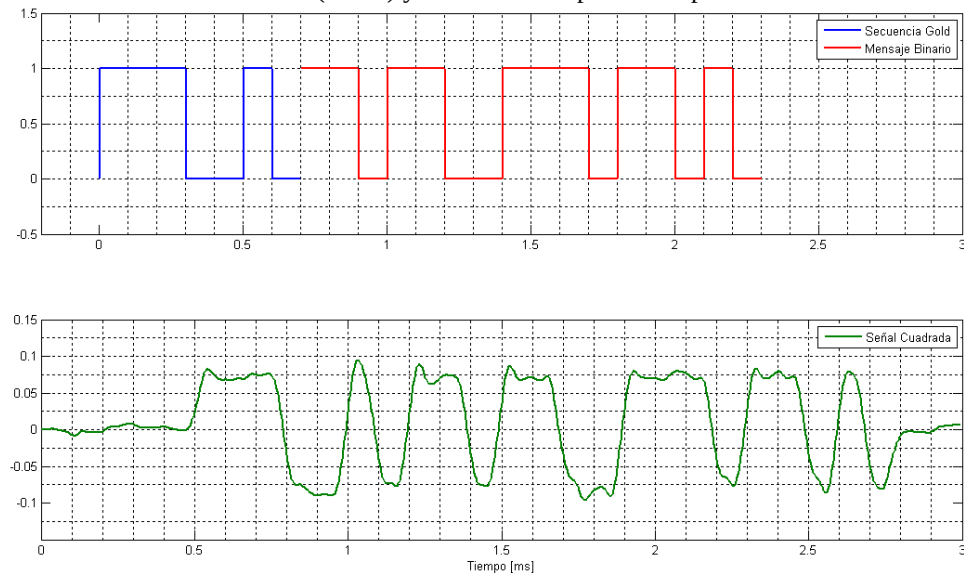
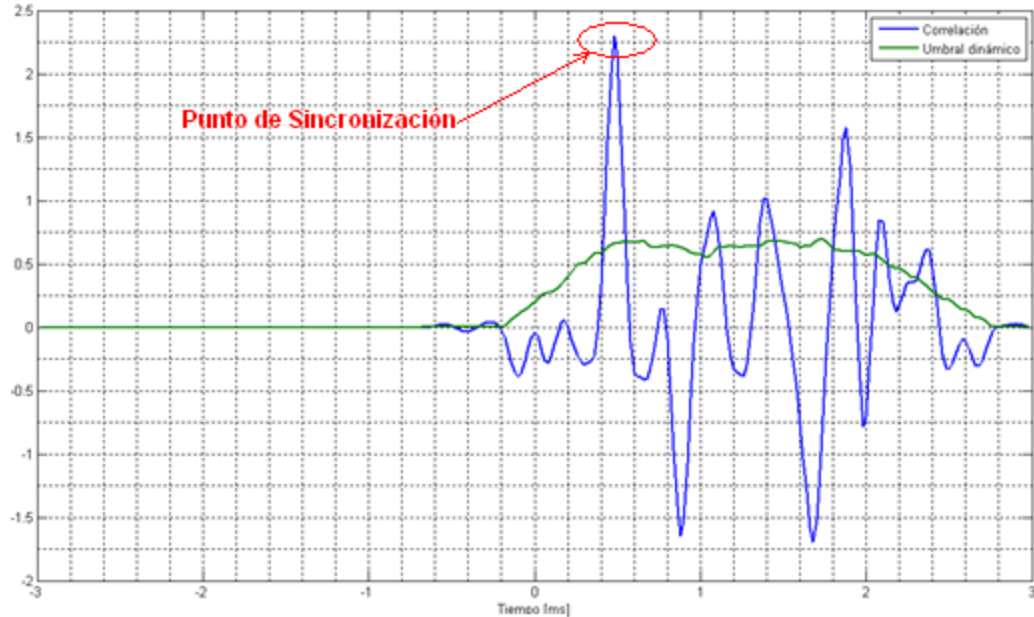


Figura 62. Operación de correlación y umbral dinámico



En la Figura 62 también se muestra el umbral dinámico de correlación $U(t)$. Recuerde que este cálculo se realiza en la FPGA para determinar en qué momento la correlación cruzada sobrepasa dicho umbral y encontrar el punto de sincronización y de esta manera minimizar el número de falsas alarmas de picos de correlación.

Una vez el punto de sincronización se ha encontrado, deben tomarse 5 muestras por símbolo y determinar los 23 bits del paquete, 7 bits de la secuencia Gold de entrenamiento y 16 bits de datos.

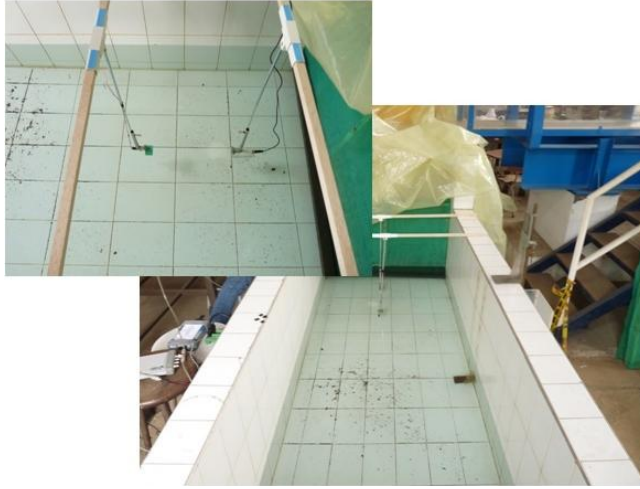
A partir de 0.48 ms empieza la secuencia de bits recibidos. Realizando una acumulación cada 5 muestras y comparando el resultado con un umbral se determinan los símbolos recibidos. Los símbolos o datos activos recibidos fueron "1101100111011010". El envío de datos se realizó efectivamente.

Calidad de la transmisión. El envío de datos con una duración de bit de 100 μ s en el recipiente rectangular presentan un 0% de error de bit (BER). Los resultados de las pruebas son prometedores, se recomienda realizar evaluación del sistema en conjunto (utilizando la FPGA), para poder realizar el envío de una mayor cantidad de paquetes continuos (lo que no se ha podido hacer por las limitaciones del generador de señales arbitrarias como se explicó en la introducción del presente capítulo).

4.2 PRUEBAS DEL SISTEMA EN UN TANQUE

Las pruebas se realizaron en un tanque de dimensiones $1.0 \times 2.5 \times 0.5$ m (ver Figura 63). Se enviaron paquetes que consistían en la secuencia de entrenamiento Gold “1110010” seguida de 8 bits aleatorios. Se realizaron pruebas a distancias de 0.23, 0.46, 0.68, 0.91, 1.14, 1.37, 1.60, 1.82 y 2.05 m entre el transductor emisor y el receptor.

Figura 63. Tanque de pruebas



Por practicidad se mostrarán los resultados de una prueba. El transductor emisor se excitó con una señal modulada BFSK con una amplitud de $2.7389V_{RMS}$ y una duración de 1.5 ms, enviando la secuencia Gold seguida de 8 bits de datos “01111011” y una densidad espectral normalizada mostrada en la Figura 64. A una distancia de 1.37 m, la señal recibida se muestra en la Figura 65 con su densidad espectral normalizada. La primera parte de la señal (hasta 0.9 ms) es la señal de acople, no tiene contenido acústico. La atenuación de amplitud de la señal acústica recibida es aproximadamente de -36 dB. El punto de sincronización se presentó en 1.18 ms (ver Figura 67) para una distancia de 1.37 m. Las pruebas fueron realizadas a las nueve distancias mencionadas, los datos fueron recibidos efectivamente en cada prueba.

Figura 64. Densidad Espectral Normalizada de la Señal Modulada emitida a 1.37m del receptor

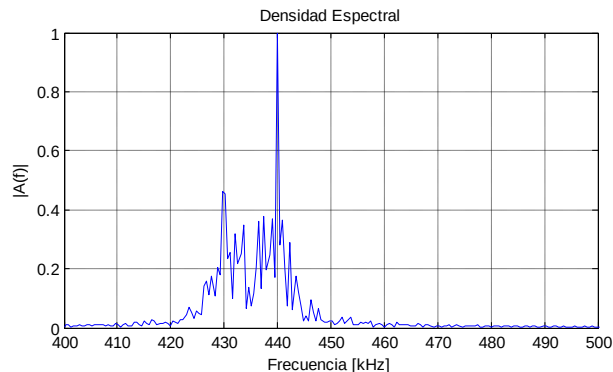


Figura 65. Señal acústica recibida a 1.37m del receptor (Arriba). Densidad Espectral de la señal (Abajo)

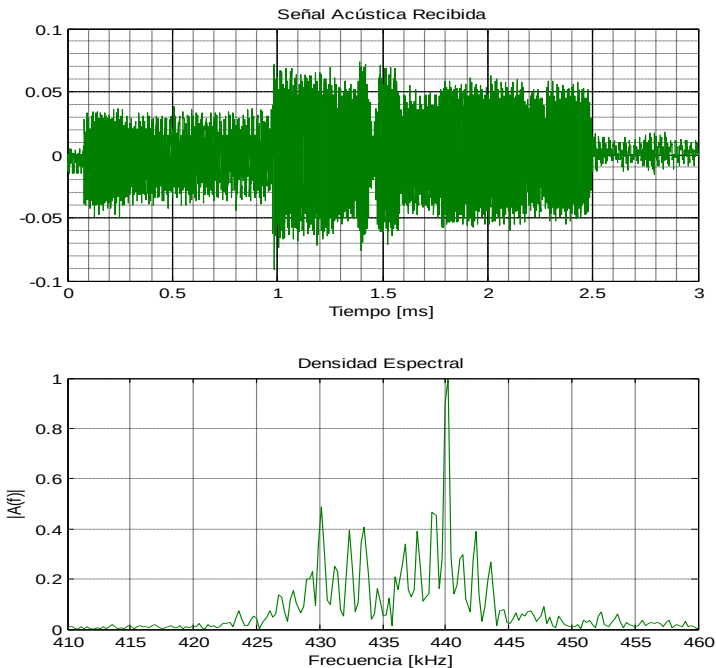


Figura 66. Secuencia de bits enviados (arriba) y señal recibida y procesada a 1.37 m

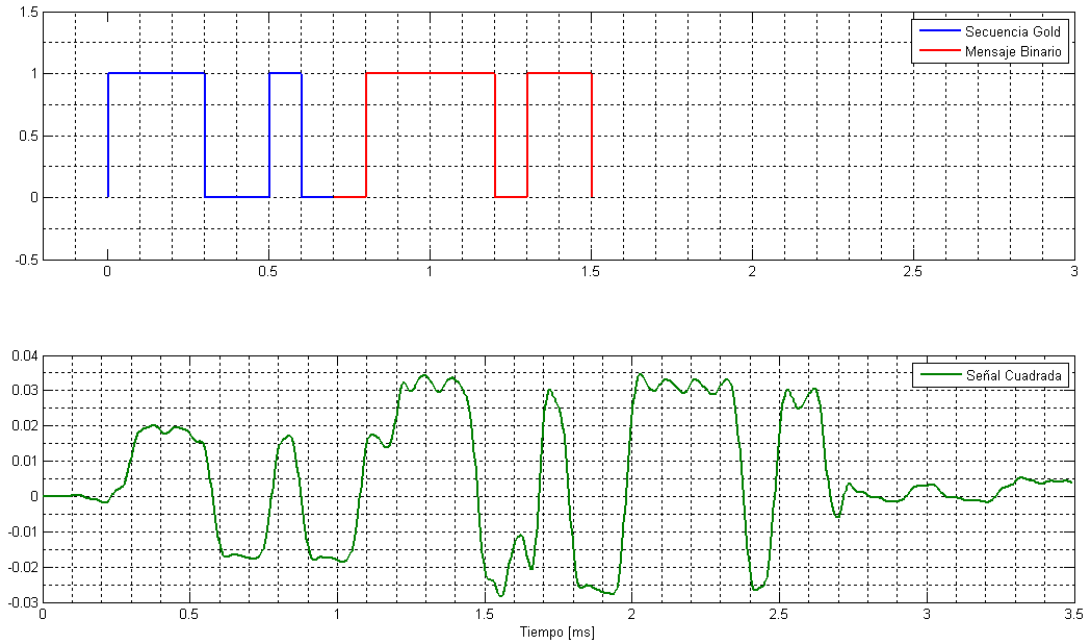
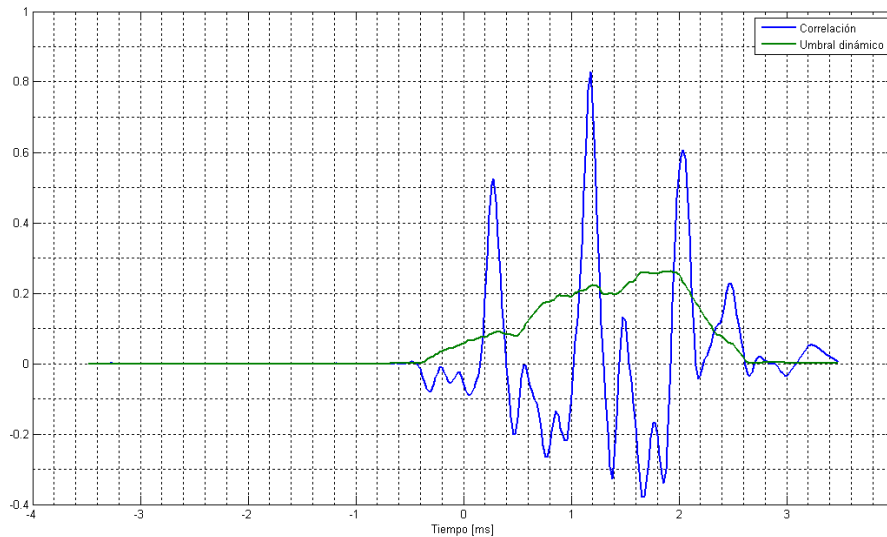


Figura 67. Correlación de la señal recibida a 1.37 m



En la Figura 66 se muestra en la señal bipolar obtenida del procesamiento de la señal acústica recibida. Observe que debido a la señal de acople (los primeros 0.9ms de la señal temporal), la forma de la señal bipolar se asemeja a la secuencia de entrenamiento Gold, por lo que se genera un primer pico de correlación (en 0.3 ms) que sobrepasa el umbral dinámico, sin embargo este pico no es el máximo, el cual se presenta en 1.18 ms.

Para el caso del cálculo con la FPGA, recuerde que la búsqueda del punto de sincronización se realiza sobre dos periodos de longitud de la secuencia de entrenamiento (es decir 1.4 ms). Lo que quiere decir que el punto de sincronización en esta prueba se encuentra dentro de ese periodo de búsqueda, y de esta manera aunque se presenta un pico erróneo, será ignorado una vez se halle el máximo real.

Las pruebas en el tanque, presentaron dificultades en la adquisición de las señales debido a la longitud del cableado de los transductores. En estos casos se debe tener cuidado con el aterrizaje de señal a la medir y utilizar de manera adecuada los canales diferenciales del dispositivo de adquisición.

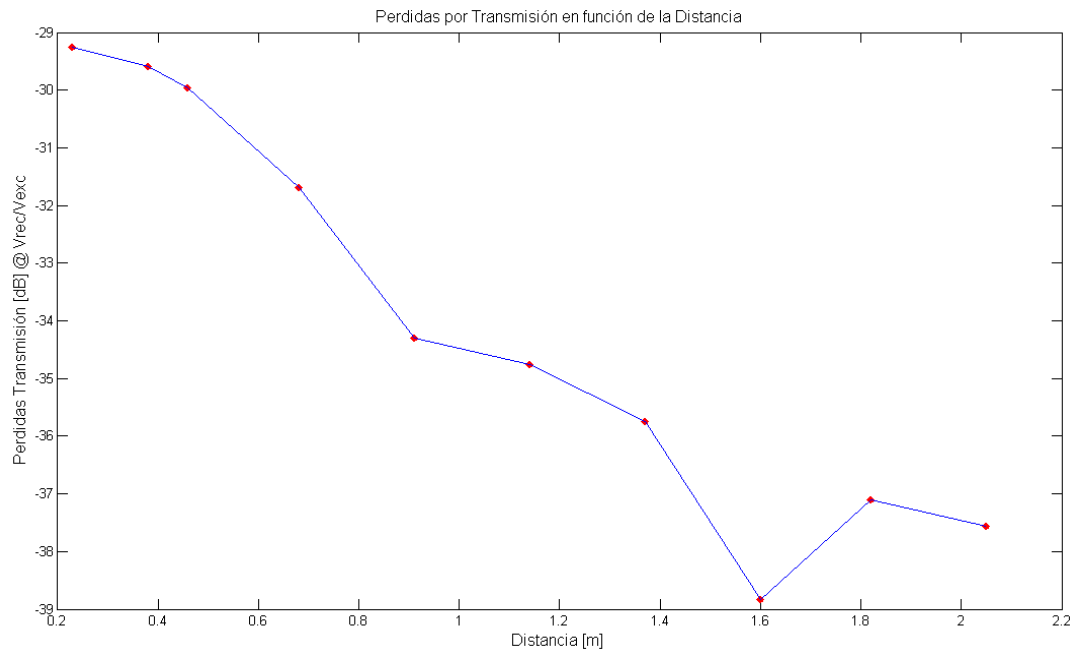
Debido a la directividad de los transductores utilizados, cuando el transmisor se aparta del receptor (no están enfrentados) la señal no logra alcanzar el blanco, por lo que se obtiene un error de bit de 100%. Si los transductores fueran omni-direccionales en un plano horizontal (como los propuestos con cerámicas piezoeléctricas de forma cilíndrica) podrían evaluarse sin necesidad de estar uno frente a otro.

Calidad de la transmisión. Los resultados obtenidos al enviar un paquete de datos hasta 2 m de distancia son prometedores, la transmisión se estableció con resultados esperados, obteniendo un error de bit de 0%. Falta realizar pruebas que permitan enviar una cantidad de paquetes de manera continua.

Con las pruebas realizadas en el tanque, utilizando la ecuación (31), se estimaron las pérdidas por transmisión en función de la distancia con base en la señal de voltaje de excitación y la señal recibida. Esto permitió evidenciar la relación decreciente entre el voltaje recibido y la distancia. Por lo general las curvas por pérdidas se realizan teniendo en cuenta el comportamiento de la señal acústica, intensidad y presión acústica. Sin embargo al no disponer de un dispositivo calibrado que permitirá obtener medidas apropiadas, se hicieron teniendo en cuenta relaciones de voltaje y obtener valores estimados.

$$PT(dB) = 20 \cdot \log \frac{V_{RECIBIDO_RMS}}{V_{EMITIDO_RMS}} \quad (31)$$

ESPACIO	V _{TRANSMISOR} [V _{RMS}]	V _{RECEPTOR} [V _{RMS}]	Perdidas Transmisión [dB]	Distancia [m]	BER (%)
TANQUE	2,7402	0,0945	-29,2470	0,23	0
RECIPIENTE	2,7313	0,0906	-29,5848	0,38	0
TANQUE	2,7441	0,0871	-29,9676	0,46	0
TANQUE	2,7416	0,0713	-31,6982	0,68	0
TANQUE	2,7434	0,0529	-34,2966	0,91	0
TANQUE	2,7423	0,0501	-34,7655	1,14	0
TANQUE	2,7389	0,0447	-35,7453	1,37	0
TANQUE	2,7374	0,0313	-38,8358	1,60	0
TANQUE	2,7437	0,0383	-37,1025	1,82	0
TANQUE	2,7425	0,0363	-37,5648	2,05	0



4.3 PRUEBAS DEL SISTEMA EN UN RECIPIENTE EN PRESENCIA DE BURBUJAS

La propuesta de evaluar el sistema en presencia de perturbaciones, tiene como objetivo observar e identificar características que influyan en el desempeño de la transmisión en un canal acústico subacuático. De esta manera, se puede reconocer cuales son las condiciones mínimas para establecer un envío de datos efectivamente.

Las pruebas realizadas a continuación son preliminares. El campo de estudio del efecto que tienen las burbujas en canales de comunicación acústicos subacuáticos es muy amplio. Estudios presentados en [11][43][44][45] muestran resultados del impacto de la dispersión producida en la superficie de las burbujas (generadas por el rompimiento de las olas en el océano) y la relación entre la densidad y concentración de las mismas sujetas a las pérdidas por dispersión. El objetivo del estudio de la dispersión debida a perturbaciones permite mejorar la habilidad de predecir el comportamiento de sistemas de comunicación acústicos en aguas poco profundas y así mismo, mejorar los códigos de procesamiento con base en las propiedades físicas del canal de transmisión.

Al no disponer de instrumentos que permitan generar micro-burbujas, se optó por dos métodos. Un método consistió en tomar dos tubos de PVC y hacerles perforaciones. Los tubos eran sellados por un lado y por otro se introdujo una manguera para aplicar aire al estar sumergidos en agua. A un tubo se le realizaron perforaciones con una aguja y al otro, perforaciones de mayor tamaño con una broca.

Figura 68. Burbujas generadas con un tubo de PVC perforado



El segundo método consistió en tomar una membrana de tela de seda sujeta en la parte superior de un tubo PVC y se introdujo una manguera para aplicar el aire (ver Figura 69). Como la unión entre los hilos es tan fina, esto permite generar burbujas más pequeñas que las generadas con el método anterior.

Figura 69. Espesor de la cortina de burbujas

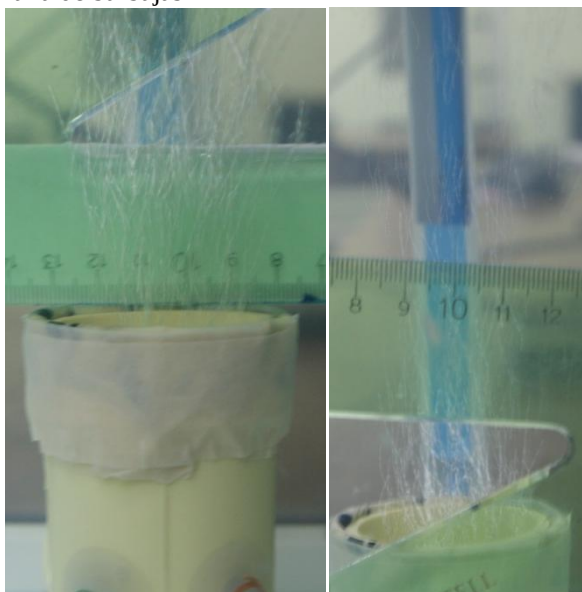


Figura 70. Señal recibida sin burbujas (izquierda), con burbujas baja concentración (medio) y alta concentración (derecha)



Las pruebas realizadas con el tubo de PVC perforado no permitieron un envío de datos efectivo. Por inspección visual las burbujas tenían un radio mayor a la longitud de onda de la señal (aproximadamente 3.4 mm en agua y 0.77 mm en aire). Las burbujas en este caso son vistas como obstáculos muy grandes que impiden el paso de la señal transmitida causando que se disperse en varias direcciones y no alcance el receptor.

La ley de dispersión y propagación de ondas expone que si el tamaño del obstáculo (en este caso la burbuja) es más pequeño que la longitud de onda de la señal transmitida, mucha de la energía emitida sobrepasa el obstáculo y una pequeña parte de energía se dispersa alrededor del mismo.

Para el caso de la tela de seda, la cortina de burbujas tiene un espesor entre 2 y 4 cm. El radio de las burbujas no pudo ser medido, pero según lo registrado en fotografías pueden oscilar entre 1 mm y 4 mm.

La señal recibida en ausencia de burbujas tiene una amplitud de $0.07 V_{RMS}$. La densidad espectral normalizada de la señal emitida y la señal acústica recibida se muestran en la Figura 71. En este caso los datos son recibidos efectivamente.

Figura 71. Densidad Espectral Normalizada. Señal Emitida (Izquierda). Señal Recibida (Derecha)

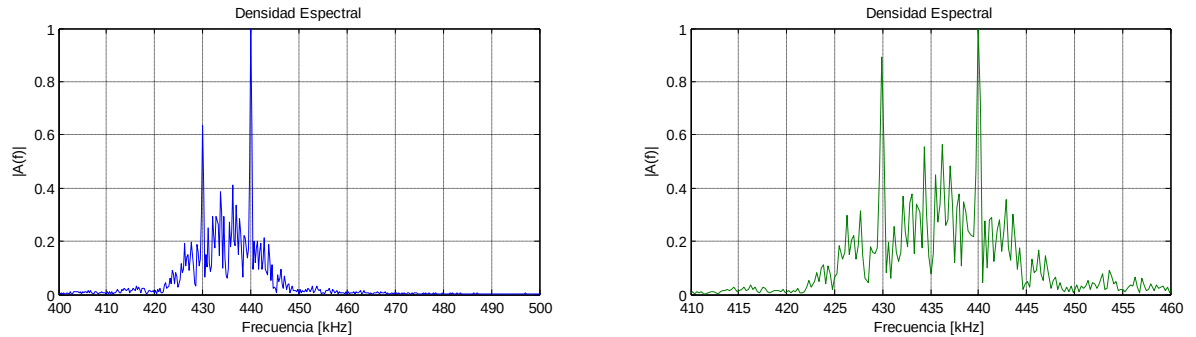
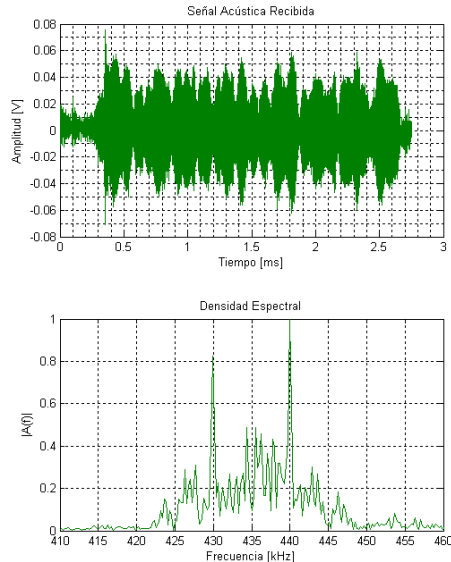


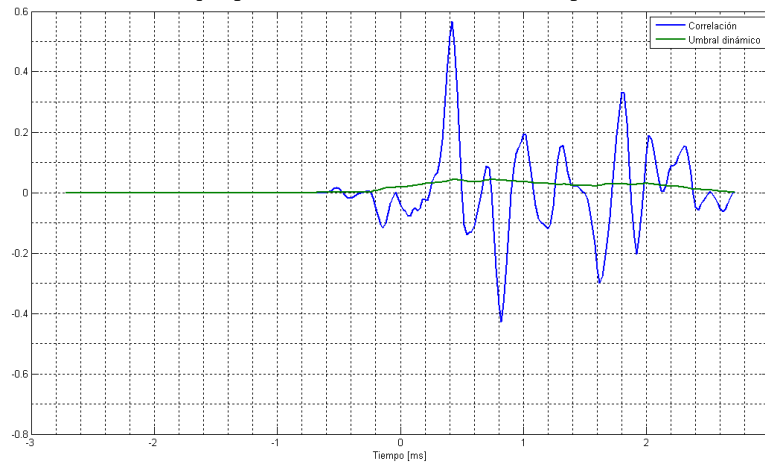
Figura 72. Señal acústica recibida en presencia de burbujas baja concentración



En presencia de burbujas se tomaron varias señales en el tiempo, dependiendo del tamaño de las burbujas y su concentración (ver Figura 70). Con amplitudes de señal recibida entre 0.042 y 0.026 V_{RMS} los datos fueron identificados de manera efectiva. Cuando la señal acústica recibida tiene una amplitud de 0.02 V_{RMS} se presenta un error de bit de 12.5%. En la

Figura 72 se muestra la señal recibida con una amplitud de 0.026 V_{RMS} en la cual se identifica de manera efectiva el punto de sincronización (ver Figura 73) y los datos se identifican correctamente.

Figura 73. Punto de sincronización que permite identificar los datos en presencia de burbujas



Calidad de la transmisión. En presencia de burbujas puede lograrse una transmisión con resultados prometedores, teniendo un error de bit de 0% cuando la señal recibida tiene una amplitud mayor a 0.02 V_{RMS} . Casos en los que la concentración de burbujas sea baja (espesor de la columna menor a 4 cm) y el radio de las mismas sea menor a la longitud de onda de señal (< 3.4 mm).

Cuando la amplitud de la señal recibida en una prueba fue de 0.02 V_{RMS} se presentó un error de bit de 12.5%, de 16 bits enviados 2 fueron recibidos erróneamente. La cantidad de energía por bit recibido no permitió identificarlos de manera efectiva.

5 CONCLUSIONES

Como se mencionó al inicio del documento, hay tres formas de onda física identificadas en aplicaciones de comunicación subacuática, cada una con ventajas y limitaciones. Las ondas RF y ópticas proveen altas tasa de transmisión de datos (del rango de Mbps y hasta 1 Gbps con potencias de transmisión de cientos de Watts), sin embargo son fuertemente atenuadas por la conductividad y turbiedad del medio y de esta manera solo operan en corto alcance. Por su parte, se identificó en la revisión bibliográfica que las ondas acústicas pueden lograr mayor alcance en la transmisión (del rango de kilómetros) pero a bajas tasas de datos (< 10 kbps) y su desempeño está sujeto a las condiciones de multitrayectoria. Aun así siguen siendo clasificadas como las más robustas y factibles portadoras para establecer canales de comunicación inalámbricas bajo el agua.

En el presente proyecto se utilizaron dos transductores acústicos contruidos en un trabajo paralelo teniendo en cuenta modelos teóricos que permiten establecer las características de diseño de las capas de adaptación y backing, sujetos a la disponibilidad y costo de los materiales. Los procedimientos de implementación fueron manuales, logrando de esta manera un par de transductores con una frecuencia de resonancia de 500 kHz, económicos y con buen desempeño. En la aplicación, los transductores operaron en modo transmisión con una frecuencia de central de trabajo de 435 kHz (dentro del rango de operación).

En proceso de identificación de tendencias de diseño de esquemas de modulación y demodulación utilizadas en este tipo de aplicaciones, se presentó la detección no-coherente con señales moduladas FSK en ambientes reconocidos como aguas poco profundas y zonas donde se dificulta la comunicación como las zonas litorales en el océano. Por las características del canal de rápida variación de fase se prefiere el uso de detección no-coherente como se seleccionó en este proyecto. Además, de acuerdo a los registros, la técnica puede ser apropiada en términos energéticos, ya que los procesamientos en recepción y consumo en hardware son menores que cuando la detección es coherente.

En este proyecto se propone un diseño que utiliza la técnica de síntesis digital directa (DDS) para la generación de señales FSK, reconocida como la forma más apropiada de generar frecuencias en una plataforma digital. Se presentaron diferentes métodos de demodulación no-coherente, seleccionando el esquema con filtros acoplados y detección de envolvente, permitiendo el ahorro de recursos en hardware.

El diseño del transceptor opera con una frecuencia central de trabajo de 435 kHz, con una desviación de 5 kHz y una duración de símbolo de 100us. Para minimizar el costo de implementación en hardware de las etapas de procesamiento en recepción, se bajó la resolución de la señal con la técnica de conversión DDC, por lo que finalmente, las frecuencias de espacio y marca en banda base son respectivamente 30 kHz y 40 kHz.

Debido a que la transmisión se establece de manera asíncrona, se presenta una técnica de sincronización de símbolo que permite identificar el inicio de una secuencia de datos, para establecer un tiempo de decisión y un adecuado conteo de muestras en el proceso de determinar los datos recibidos.

La síntesis del diseño de los bloques de modulación, demodulación y sincronización en una FPGA Spartan-3 X3C200 tiene un uso de 23% de slices, 32% de LUTs, 17% de bloques de RAM (BRAM) y 75% de multiplicadores embebidos. Está diseñado para operar a una frecuencia central de 435 kHz y una longitud de símbolo de 100 us. La frecuencia de muestreo inicial en recepción es de 2 MHz, que se reduce por procesos de diezmado hasta 50kHz a medida que la señal avanza en el proceso de demodulación,

El sistema con los transductores fue probado con la implementación de las técnicas de modulación y demodulación en software con el uso de MATLAB. Las pruebas realizadas fueron offline realizando la adquisición de la señal acústica recibida para un análisis posterior. La transmisión de los datos se realizó a una distancia máxima de 2 m con una efectiva identificación de los datos.

Adicionalmente, se realizaron pruebas simples en presencia de burbujas para identificar las características que pueden interferir en un canal de comunicación acústico. Para burbujas con radio mayor a la longitud de onda de la señal o concentración alta, la señal emitida no alcanza el receptor. Cuando la concentración es baja (espesor de la columna menor a 4 cm), el radio de las burbujas se encuentra entre 1 mm y 3 mm, y si la señal recibida tiene valores de amplitud mayores a $0.02 V_{RMS}$ la secuencia de datos es identificada efectivamente.

6. RECOMENDACIONES Y TRABAJO FUTURO

Al utilizar transductores directivos, el problema de multitrayectoria se contrarresta debido a que la directividad es focalizada. Al utilizar transductores omni-direccionales, ejemplo de ello, transductores con forma cilíndrica, la señal se emite en todas las direcciones en un plano horizontal, causando retardos por multitrayectoria de 2 ms o incluso tan grandes como 100 ms. Estas características requiere duración de símbolos más largos (mayor al retardo medido por multitrayectoria) para combatir la interferencia intersímbolo (ISI). En conclusión, la tasa de datos (bits por segundo) disminuye.

De acuerdo a los modelos teóricos, la capa de adaptación de los transductores cilíndricos debe ser 7 MRayls. Dicha impedancia no se pudo lograr con los materiales utilizados (Araldite y Alumina de 5 μ m) y la técnica de implementación. Se deben explorar otros materiales, por ejemplo la alumina en diferentes granularidades y otras resinas.

Las pruebas cableadas FPGA y transductores no fueron realizadas debido a dificultades con las etapas de conversión D/A y A/D. Los integrados utilizados DAC902 y ADS807 de resolución 12-bits no operaron de la manera esperada después del proceso de soldadura. Se recomienda seguir las características de ruteo, acoplamiento de tierras digital y analógica y disposición de la fuente de alimentación como lo recomienda el fabricante. Además, realizar la soldadura de manera segura y con los equipos adecuados para no deteriorar el circuito integrado.

Una vez resuelto el inconveniente con el circuito impreso de los conversores, se deben realizar las pruebas pertinentes para validar el funcionamiento del sistema en conjunto. También, para mejor visualización e interacción con el sistema, se propone una comunicación con la FPGA a través del puerto serie y MATLAB para verificación de las secuencias de datos enviadas y recibidas.

La propuesta de comunicación subacuática surge por la necesidad de envío de datos de control a dispositivos sumergidos en agua y recolección de información consignada por sensores. Dichos sistemas son comunes en vehículos subacuáticos y redes sensoriales, la finalidad es poder construir un sistema compacto que pueda adaptarse a este tipo de vehículos.

La FPGA utilizada es de baja gama, por lo que siempre se pensó en un diseño compacto que utilizará el menor recurso en hardware posible. Con plataformas de alta gama puede pensarse en realizar sistemas más complejos, diferentes esquemas de modulación que involucren detección coherente como PSK y QAM explorando las ventajas de arquitecturas pipeline.

Adquirir de un hidrófono para poder obtener curvas de sensibilidad y nivel de presión acústica de los transductores desarrollados para aplicaciones subacuáticas.

BIBLIOGRAFIA

- [1] Agrawal, A. y Mittal, A. A dynamic time-lagged correlation based method to learn multi-time delay gene networks. Transactions on Engineering, Computing and Technology. 9, págs 167-174
- [2] Aydinlik, A. T. y Stojanovic, M. 2008. A Physical Layer Implementation on Reconfigurable Underwater Acoustic Modem. Proc. IEEE Oceans'08 Conference, 2008.
- [3] Bakshi, A.V. Bakshi, U. A. Godse, A. P. Linear Integrated Circuits Technical Publications Pune. Primera Edición, India, 2010.
- [4] BDTI, FPGAs vs. DSPs: A look at the unanswered questions. DSP DesignLine, 2007
- [5] Benson, B. y Kastner, R. Design of a Low-Cost Underwater Acoustic Modem for Short-Range Sensor Networks. University of California, San Diego, 2010a.
- [6] Benson, B. Li, Y. Faunce, B. Domond, K. Kimball, D. Schurgers, C. y Kastner, R. Design of a Low-Cost Underwater Acoustic Modem. Embedded Systems Letters, IEEE. Vol. 2, Issue: 3. ISSN: 1943-0663, 2010b
- [7] Blake. R. Sistemas Electronicos de Comunicaciones. Thomson Paraninfo. Madrid. Segunda Edición, 2005
- [8] Brekhovskikh, L. M. and Lysanov, Y. P. Fundamentals of Ocean Acoustics. Rusia, 2001.
- [9] Carlson, A. Bruce. Sistemas de Comunicación. México. McGraw-Hill, 1989. 1ra Edición, 1989
- [10] Cerantola, S. La ley física de Ibn Sahl: estudio y traducción parcial de Kitab al-harraqat. Universidad Ca' Foscari de Venecia. Departamento de estudios euroasiáticos (Dipartimento di studi euroasiatici), 2004.
- [11] Dean, G. B. Waves, Bubbles, Noise and Underwater Communications. Marine Physical Laboratory, University of California, San Diego, 2008
- [12] Dotan, A. A. Digital, One Way, Acoustic Communication in the Ocean. Ph.D Tesis. Marine Physical Laboratory, University of California, San Diego, 1990
- [13] Freitag, L. Grund, M. Singh, S. Partan, J. Koski, P. Ball, K. The WHOI Micro-Modem: An Acoustic Communications and Navigation System for Multiple Platforms. In Proceedings of OCEANS 2005 MTS/IEEE, 2005.
- [14] Gomes, J. y Barroso, V. 2005. SDR Underwater Acoustic Modem. Instituto Superior Técnico-Instituto de Sistemas e Robótica. 2005.
- [15] Gómez. T. Acoustic Impedance Matching of Piezoelectric Transducers to the Air. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control. Vol 51. Issue 5. págs 624-633, 2004.

- [16] Gutiérrez, L. Ramírez, J. Zuluaga, C. Vásquez, R. Flórez, D. y Valencia, R. Diseño básico de un vehículo operado remotamente (ROV) para inspección subacuática de instalaciones portuarias. IEEE Colombian Workshop on Robotics and Automation, 2007
- [17] Hien, S. Underwater Acoustic Simulator for Communications. Tesis. School of Computer Science and Software Engineering, The University of Western, Australia, 2005.
- [18] Hovem, J. M. Underwater Acoustic: Propagation, devices and systems. Springer Science, 2006.
- [19] Iltis, R.A. Lee, H. Kastner, R. Donan, D. Fu, T. Moore, R. Chin, M. "An Underwater Acoustic Telemetry Modem for Eco-Sensing" MTS/IEEE Oceans, 2005
- [20] Jurdak, R. Lopes, C.V. Baldi, P. "Software Acoustic Modems for Short-range Mote-based underwater Sensor Networks", IEEE Oceans Asia Pacific, 2006
- [21] Lanbo, L. Shengli, Z. y Jun-Hong, C. 2008. Prospects and problems of wireless communication for underwater sensor networks. John Wiley & Sons, Vol. 8, Issue: 8, 2008
- [22] Li, Y. Benson, B. Kastner, R. y Zhang, X, Bit Error Rate, Power and Area Analysis of Multiple Implementations of Underwater FSK, International Conference on Engineering of Reconfigurable Systems and Algorithms (ERSA), 2009
- [23] Li, Y. Benson, B. Kastner, R. y Zhang, X. Hardware Implementation of Symbol Synchronization for Underwater FSK. Proceedings of the 2010 IEEE International Conference on Sensor Networks
- [24] Liu, L. Zhou, S. Cui J.H. "Prospects and Problems of Wireless Communication for Underwater Sensor Network".
- [25] M. LaPedus. FPGAs can outperform DSPs, study says, DSP DesignLine, 2006
- [26] Mott, R. L. 1996. Mecánica de fluidos aplicada. Cuarta Edición. Prentice-Hall, 1996.
- [27] Moshaii, A. Sadeghi-Bonabi, R and Taeibi-Rahni M. Effects of Bulk Viscosity in Non-linear Bubble Dynamics J. Physics: Condens. (2004)
- [28] Munir, K. Design of an Integrated GFSK Demodulator for a Bluetooth Receiver. M. Sc Tesis. Technical University of Denmark, DTU, Escandinavia, 2001
- [29] Nam, H. y An, S. An Ultrasonic Sensor Based Low-Power Acoustic Modem for Underwater Communication in Underwater Wireless Sensor Networks. In Proceedings EUC'07 conference, 2007.
- [30] Pagel, S. Síntesis Digital Directa de Frecuencias, DDFS. Revista Española de Electrónica. ISSN 0482-6396, N° 628, págs.66-76, 2007

- [31] Pelekanakis, C. Stojanovic, M. Freitag, L. "High Rate Acoustic Link for Underwater Video Transmission". OCEANS, 2003
- [32] Pérez, C. Generación y Correlación Eficiente de Códigos Binarios Derivados de Conjuntos de Secuencias Complementarias para Sistemas Ultrasónicos. Ph. D Tesis. Universidad de Alcalá. Escuela Politécnica Superior.
- [33] Proakis, J. G. Rice, J. A. Sozer, E. M. Stojanovic, M. Shallow Underwater Acoustic Networks. John G. Proakis. Encyclopedia of Telecommunications. John Wiley & Sons, 2003.
- [34] Ranz, C. Aguas muy poco profundas en Acústica Submarina. Factores que limitan la propagación de señales. Revista de Acústica. Vol. 38, No. 1 y 2, 2007
- [35] Sherman, C. H. Underwater Sound-A Review I. Underwater Sound Transducer. IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics. Vol. 22, Issue: 5, 1975
- [36] Shehab, H. Ismail, W. Singh, M. Low power FSK detection at low probability bit- errors. Conference: International Conference on Electronic Design - ICED , 2008
- [37] Sherman, C. H. y Butler, J. L. Transducers and Arrays for Underwater Sound. Monograph Series in Underwater Acoustics. Springer, 2007.
- [38] Singh, S. Grund, M. Bingham, B. Eustice, R. Singh, H. Freitag, L. Underwater Acoustic Navigation with the WHOI Micro-Modem. In Proceedings IEEE/MTS OCEANS 2006, 2006.
- [39] Sozer, E. M. y Stojanovic, M. Reconfigurable Acoustic Modem for Underwater Sensor Networks. In Proc. First ACM International Workshop on Underwater Networks (WUWNeT'06) / MobiCom 2006.
- [40] Stojanovic, M. Acoustic (Underwater) Communications. John G. Proakis. Encyclopedia of Telecommunications. John Wiley & Sons, 2003.
- [41] Stojanovic. M. Underwater Acoustic Communication. John G. Webster. Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering. John Wiley & Sons, 1999.
- [42] Traithavil, S. Simulation of PN Code Sequences for Cellular Systems. Department of Engineering,. The Australian National University. 2006.
- [43] Vagle, S. The influence of bubble clouds on acoustic propagation in the surf zone," IEEE J. Oceanic Engineering, 26, 2001.
- [44] Vagle, S. Bubbles and Acoustic Communications Experiment (SPACE08): Acoustical and Physical Characteristics of Diffuse Bubble Plumes. Ocean Sciences Division, Institute of Ocean Sciences, 2008.
- [45] Vagle, S. Wave induced Turbulence and Bubbles and their Effect on Radiance in the Upper Ocean. Ocean Sciences Division, Institute of Ocean Sciences, 2011.

- [46] Vasilescu, I. Kotay, K. Rus, D. Dunbabin, M y Corke, P. Data collection, storage, and retrieval with an underwater sensor network. Proceedings of the 3rd international conference on Embedded networked sensor system, 2005.
- [47] Vasilescu, I. Detweiler, C. y Rus, D. AquaNodes: An Underwater Sensor Network. WuWNet, 2007
- [48] Voskakis K. Modeling and Simulation of a Non-Coherent Frequency Shift Keying Transceiver using a Field Programmable Gate Array (FPGA). M.Sc. Tesis. Naval Postgraduate School. Monterrey, California, 2008.
- [49] Watson, B. FSK: Signals and Demodulation. ” WJ Tech-note, Vol.7, No. 5, 1980.
- [50] Wills, J. Ye, W. y Heidemann, J. Low-Power Acoustic Modem for Dense Underwater Sensor Networks. In Proceedings of the First ACM International Workshop on Underwater Networks (WUWNet), 2006.
- [51] Yan, H. Zhou, S. Shi, Z. Li, B. “A DSP implementation of OFDM Acoustic Modem” ACM International Workshop on Underwater Networks, 2007
- [52] Zhou, G. and Shim, T. Estimation of bubble size and distribution and the effects of bubbles on high-frequency transmission. In International Conference on Multisensor Fusion and Integration for Intelligent System – MFI, Korea, 2008

ENLACES DISPONIBLES EN INTERNET

- [53] @Bionano: Grupo Investigación de Bionanoelectronica. Universidad del Valle, Cali, Colombia [En línea] Disponible en: <http://bionano.univalle.edu.co/>
- [54] @BF: Grupo de Investigación Biofísica. Universidad de Los Andes. Bogota, Colombia [En línea] Disponible en: http://investigaciones.uniandes.edu.co/index.php?option=com_content&task=view&id=1231&Itemid=117
- [55] @CEMOS: Grupo de Investigación en Control, Electrónica, Modelado y Simulación. Universidad Industrial de Santander. Bucaramanga, Colombia[En línea] Disponible en: <http://www.uis.edu.co/webUIS/es/academia/facultades/fisicoMecanicas/escuelas/e3t/investigacionExtension/CEMOS/index.html>
- [56] @GA+D: Grupo de Automática Y Diseño A+D. Universidad Pontificia Bolivariana. Medellín, Colombia [En línea] Disponible en: amasd.upb.edu.co
- [57] @GITUN: Grupo de Investigación de Teleinformática. Universidad Nacional de Colombia, Bogota, Colombia [En línea] Disponible en: <http://www.gitun.unal.edu.co/>

- [58] @GRUTTA: Grupo de Investigación en Tecnología de Ultrasonido y Aplicaciones. Universidad del Valle. Cali, Colombia [En línea] Disponible en: <http://eime.univalle.edu.co/grutta.html>
- [59] @GTS: Grupo de investigación en Telecomunicaciones y Señales. Universidad del Norte. Barranquilla, Colombia [En línea] Disponible en: http://uninorte.edu.co/investigacion/info_grupos.asp?cg=8
- [60] @LabSED: Laboratorio de Soldadura y Ensayos No-Destructivos. Universidad Nacional de Colombia. Bogota, Colombia. [En línea] Disponible en: http://www.ing.unal.edu.co/site/htm/iei/mecanica_mecatronica/laboratorios/lab_soldadura.html
- [61] @IAE: Inteligencia Artificial en Educación. Universidad nacional de Colombia. Sede Medellín, Colombia. [En línea] Disponible en: <http://www.medellin.unal.edu.co/aeiou/comunicacion/publicaciones.html>
- [62] @LabAR : Laboratorio de Automatización y Robótica. Universidad del Norte. Barranquilla, Colombia. [En línea] Disponible en: http://uninorte.edu.co/divisiones/ingenierias/lab_robotica/proyectos.html
- [63] @OptimUN: Grupo de Investigación en Diseño Optimo Multidisciplinario. Universidad Nacional de Colombia. Bogota, Colombia [En línea] Disponible en: http://www.ing.unal.edu.co/progsfac/mecanica_mecatronica /index.php?option=com_content&view=article&id=119&Itemid=96&lang=es
- [64] @PSI: Grupo Investigación de Percepción y Sistemas Inteligentes. Universidad del Valle. Cali, Colombia [En línea] Disponible en:
- [65] DSPComm. AquaComm: underwater Wireless Modem. [En línea] http://www.dspcomm.com/products_aquacomm.html.
- [66] EvoLogics. Underwater Acoustic Módems. R-Series. [En línea] <http://www.evologics.de/en/products/acoustics/index.html>.
- [67] Hunt Enginerring. The Theory of Digital Down Conversion. 2003 [En línea] Disponible en: www.hunteng.co.uk/pdfs/tech/ddctheory.pdf
- [68] Kastner, R. University of California, San Diego. Underwater Communications. [En línea] http://cseweb.ucsd.edu/~kastner/research/underwater_communication.
- [69] LinkQuest. Underwater Acoustic Modem Models. [En línea] <http://www.linkquest.com/html/models1.htm>.
- [70] LogiCore IP DDS Compiler v4.0. Hoja De Datos Xilinx DS558. [En línea] Disponible en: http://www.xilinx.com/support/documentation/ip_documentation/dds_ds558.pdf
- [71] Model . Ultrasonic Preamplifiers. Panametrics NDT. Olympus. [En línea] Disponible en: <http://www.olympus-ims.com/en/preamplifiers/>

- [72] Nelligan, T. 2007. Olympus. An Introduction to Ultrasonic Material Analysis. [En línea] 2007. <http://www.olympus-ims.com/es/applications-and-solutions/introductory-ultrasonics/introduction-material-analysis/>.
- [73] Olympus NDT. 2006. Olympus. Ultrasonic Transducers. [En línea] 2006. www.olympus-ims.com/data/File/panametrics/UT-technotes.en.pdf.
- [74] Physik Instrumente. PI. Piezo-University. Fundamentals of Piezoelectricity. [En línea] <http://www.physikinstrumente.com/en/products/prdetail.php?sortnr=400600.00>.
- [75] Teledyne-Benthos. Acoustic Modems. [En línea] <http://www.benthos.com/acoustic-telecommodem-product-comparison.asp>.
- [76] WMA-300. High Voltage Amplifier. Falco System [En línea] Disponible en: http://www.falco-systems.com/High_voltage_amplifier_WMA-300.html
- [77] Woods Hole Oceanographic Institution. Acoustic Communication. Micro-Modem Overview. [En línea] <http://acomms.whoi.edu/umodem/>

ANEXO A

Transductores basados en PZT Tipo 5A

Los transductores construidos en el laboratorio de vibraciones y acústicas, trabajo de grado en proceso, fueron construidos con base de Araldite GY260 (mas endurecedor Aradur) y alumina $0.3\mu\text{m}$ (para el backing) y $5\mu\text{m}$ (para la capa de adaptación). Tienen una frecuencia de resonancia de 500 kHz, construidos con cerámicas piezoeléctricas tipo 5A, con forma de disco y modo de vibración espesor. Con impedancia eléctrica medida en cada etapa de construcción mostrada en la Figura A.2.

Figura A.1. Transductor utilizado como emisor



Figura A.2. Impedancia eléctrica medida en cada etapa de construcción

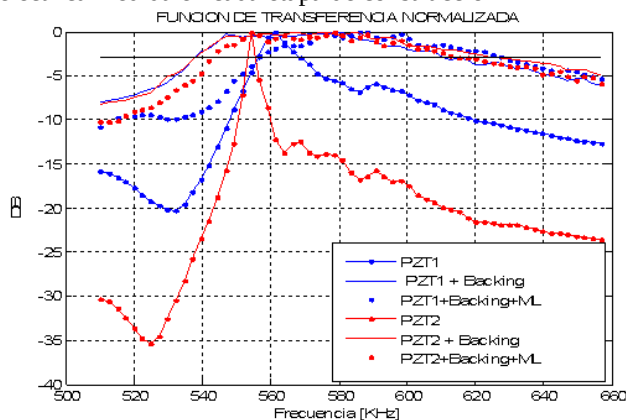
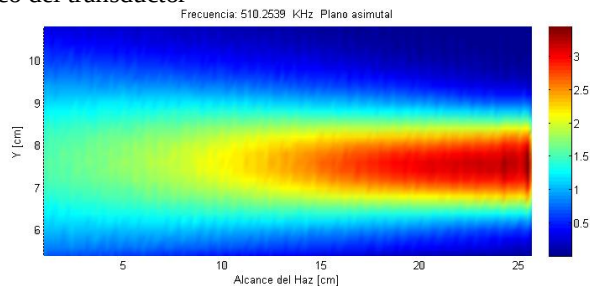
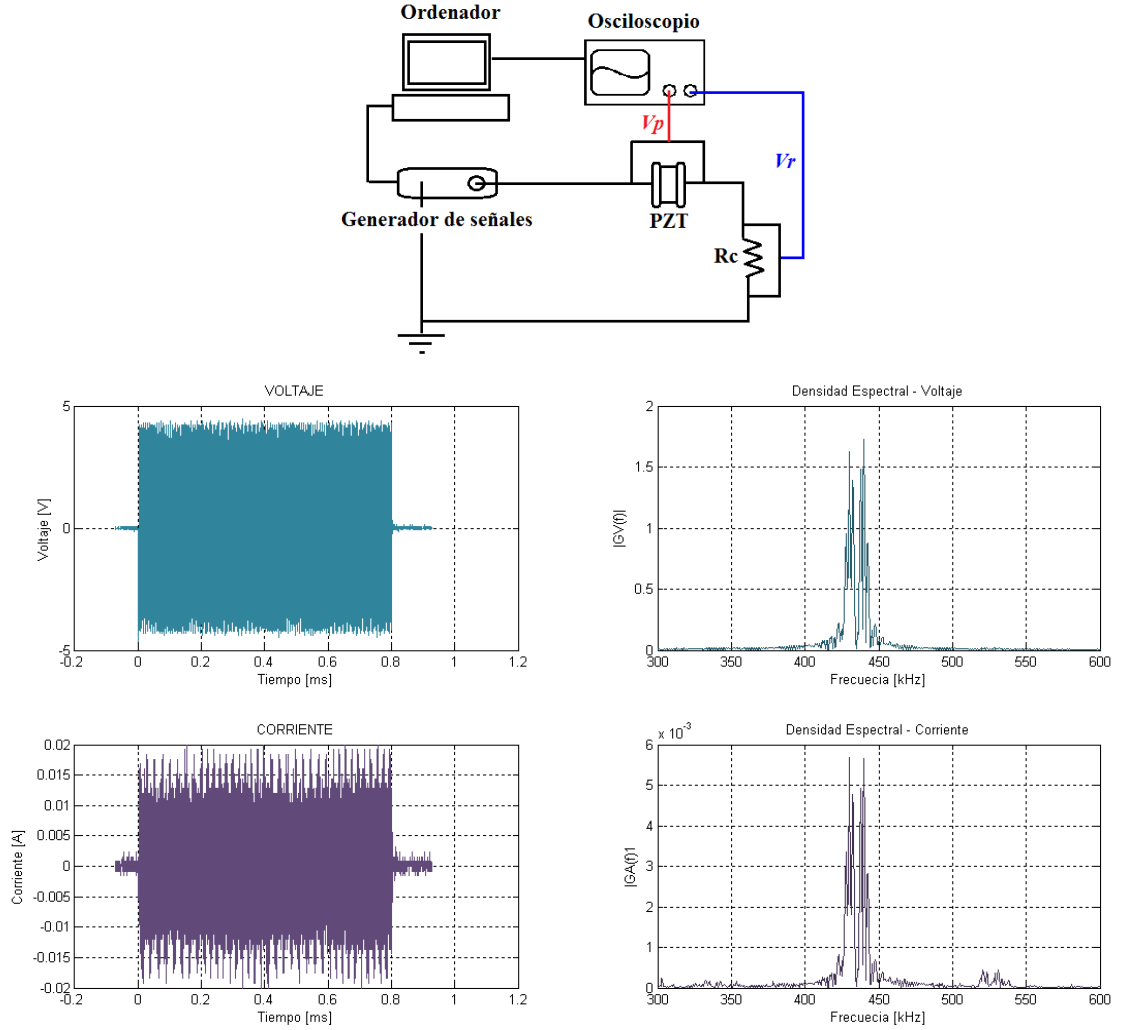


Figura A.3. Campo acústico del transductor



Para medir la potencia promedio consumida por el transductor operando en las frecuencias de marca y espacio, se excitó el transductor emisor con una señal modulada BFSK realizando el montaje experimental mostrado en la Figura A.4.

Figura A.4 Montaje para medida de potencia consumida por el transductor emisor



Utilizando la ecuación A.1 se obtuvo un valor de corriente 10.52 mA_{RMS} y de voltaje 3.16 V_{RMS} consumido. Por lo que con la ecuación A.2 se determinó que la potencia promedio consumida por el transductor emisor es 33.24 mW.

$$RMS = \frac{1}{N} \sqrt{\sum_N |X(f)|^2} \quad (A.1)$$

$$P_{AVG} = V_{RMS} I_{RMS} \quad (A.2)$$

ANEXO B

Tabla B: Comparación entre cuatro diferentes esquemas de modulación

	FSK	PSK	DSSS	QAM
A N T E C E D E N T E S	WHOI [13]: Utilizado en canales denominados ‘difíciles’, tales como: aguas poco profundas (< 30m), zonas litorales y de comunicación hacia/desde vehículos subacuáticos. Procesamiento en recepción: 0.18W Proyecto -Sensor Networks for Undersea Seismic Experimentation [50]: Implementado sobre un microcontrolador ATMEGA128L – menor área para procesamiento en recepción. Bajo consumo de potencia (En transmisión máximo 2W). Frecuencia portadora 18kHz. Rango de operación: 50-500m MIT-Proyecto Red de Sensores – Primera Generación de nodos Aquafleck [46]: Basado en ATMEGA128. Portado 30kHz. Rango de operación: 20m. – Segunda Generación de nodos AquaNodes [47]: Implementación sobre DSP para rangos de operación de cientos de metros. Frecuencia portadora de 30kHz. Universidad de California San Diego [5]: Implementación de un modem de bajo costo basado en FPGA para redes de sensores de cortos rangos de operación (< 400m). Frecuencia portadora 40kHz. Universidad de California Irvine [6]: Uso de FSK en rango cortos de operación (< =10m) y una profundidad de 0.5m.	WHOI [13]: Utilizado en canales ‘simples’, tales como aguas profundas (> 100 m). Procesamiento en recepción: 2W. Universidad de Connecticut [51]: Modem basado en OFDM, transmite QPSK junto con código LDPC. Implementado sobre DSP. Solo pruebas de laboratorio en tanque. Universidade Técnica de Lisboa, Portugal. Proyecto SDR Modem Acústico Subacuático [14]: La modulación M-PSK (operación de enlace con 4-PSK y 8-PSK) elegida para la señalización coherente (aunque no es óptima desde la perspectiva de eficiencia energética). Basado en DSP. Proyecto rModem [39]: Basado en DSP. Pruebas Capa-física flexible con el uso de modulación QPSK. Dimensiones del tanque de prueba: 33 x 2.5m. Ubicación de transductores: Distancia entre receptor y transmisor: 15.8 m. Fondo a 0.3m y Superficie a 0.7m. Frecuencia de operación 12kHz.	AquaModem [19]: Rangos de operación < 1km. Implementación en DSP. Transductor con frecuencia 24kHz y ancho de banda 7.8kHz. Probado hasta 440m.	MIT-Enlace acústico subacuático para transmisión de video [31]: Canal vertical de 10 m. Frecuencia portadora 75kHz. Utilizando 8, 16, 32 y 64-QAM. Tasa de bits lograda 15kbps.

V E N T A J A S	Requiere menor potencia de procesamiento en recepción. Puede presentarse detección no-coherente. Robusto frente a variaciones del canal [5]. No requiere gran ancho de banda Apropiado en aguas poco profundas y de rangos medios y grandes (> 50m). Canales que exhiben rápida variación de fase.	Logra alta tasa de bits (Caso: con QPSK enlaces que operan decenas de kbps) [24] Logra un mejor SNR [5]	Requiere menor potencia en transmisión que FSK dada una probabilidad de error [5]	Logra alta tasa de bits (decenas de kbps).
D E S V E N T A J A S	Baja tasa de bits (cientos de bits por segundo) [5] Requiere mayor potencia de transmisión que PSK dada una probabilidad de error [5] La técnica sigue siendo propensa a problemas de reverberación [5]	Requieren detección coherente de fase [5], lo que requiere procesamiento digital de alto desempeño.		Generalmente trabaja bien solo en canales acústicos subacuáticos verticales con poca distorsión por multitrayectoria. Requieren detección coherente de fase [5]. Requiere procesamiento digital de alto desempeño.

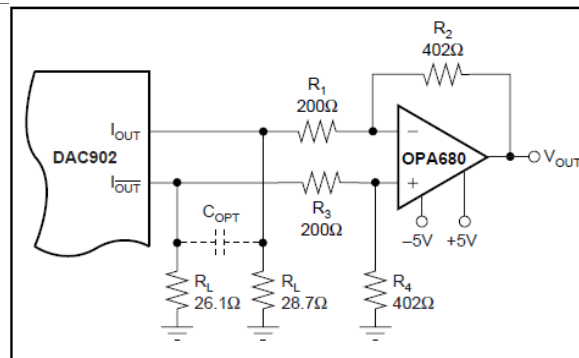
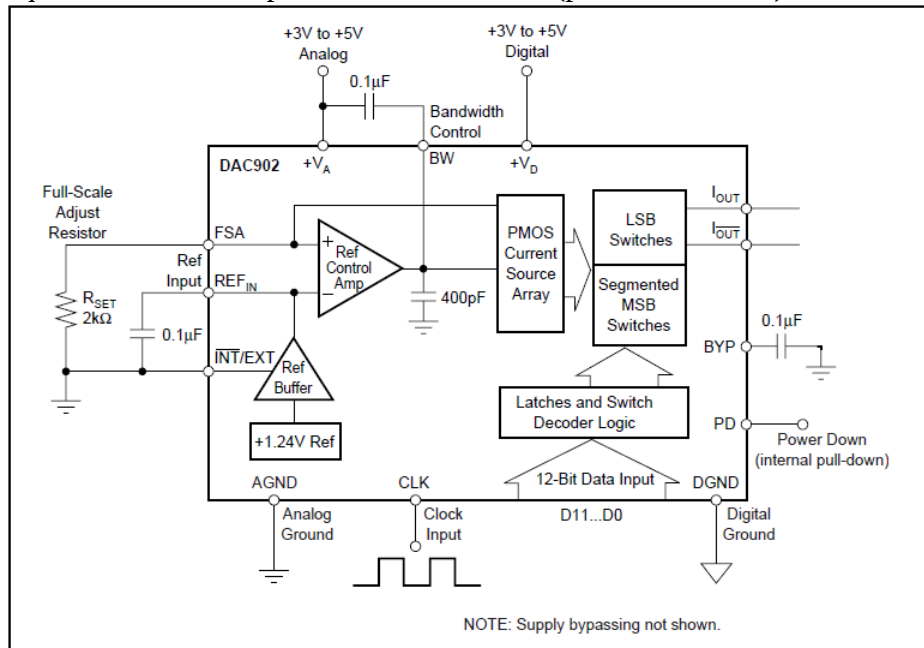
ANEXO C

Tabla C. Ventanas utilizadas en operaciones de ventaneo

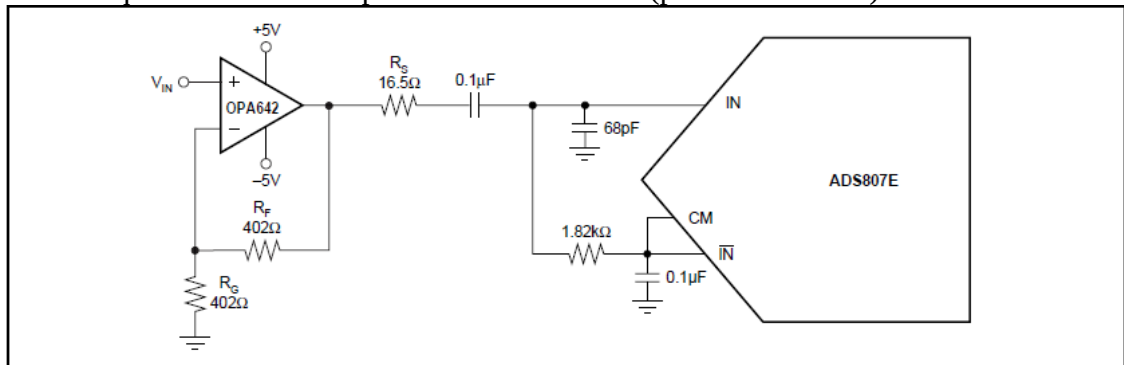
VENTANA	EXPRESIÓN
Rectangular	$w(n) = 1 \text{ para } 0 \leq n \leq N - 1$ $w(n) = 0 \text{ para cualquier otro valor}$
Barlett o Triangular	$w(n) = \frac{2n}{N-1} \text{ para } 0 \leq n \leq \frac{N-1}{2}$ $w(n) = 2 - \frac{2n}{N-1} \text{ para } \frac{N-2}{2} \leq n \leq N-1$ $w(n) = 0 \text{ para cualquier otro valor}$
Hann	$w(n) = \frac{1}{2} \left[1 - \cos \left(\frac{2\pi n}{N-1} \right) \right] \text{ para } 0 \leq n \leq N-1$ $w(n) = 0 \text{ para cualquier otro valor}$
Hamming	$w(n) = 0.54 - 0.46 \cos \left(\frac{2\pi n}{N-1} \right) \text{ para } 0 \leq n \leq N-1$ $w(n) = 0 \text{ para cualquier otro valor}$
Blackman	$w(n) = 0.42 - 0.5 \cos \left(\frac{2\pi n}{N-1} \right) + 0.08 \cos \left(\frac{4\pi n}{N-1} \right) \text{ para } 0 \leq n \leq N-1$ $w(n) = 0 \text{ para cualquier otro valor}$
Kaiser	$w(n) = \frac{I_0 \left[\omega_a \sqrt{\left(\frac{N-1}{2} \right)^2 - \left(n - \frac{N-1}{2} \right)^2} \right]}{I_0 \left[\omega_a \left(\frac{N-1}{2} \right) \right]} \text{ para } 0 \leq n \leq N-1$ $w(n) = 0 \text{ para cualquier otro valor}$ <i>siendo I_0 es la función de Bessel de primer tipo de orden cero</i>

ANEXO D

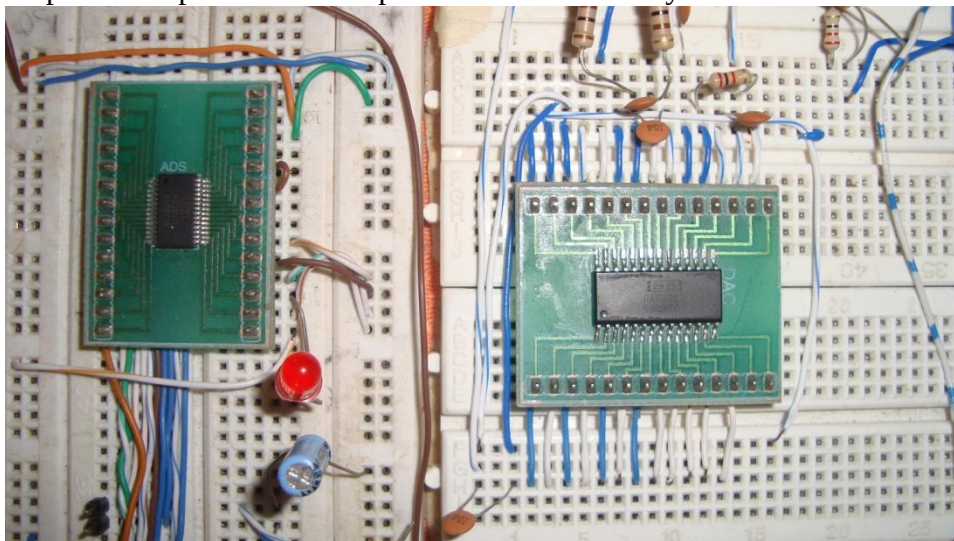
Circuito esquemático de la etapa de conversión A/D (por el fabricante)



Circuito esquemático de la etapa de conversión D/A (por el fabricante)



Montaje de prueba en protoboard. Etapa de conversión A/D y D/A



Tarjeta impresa desarrolla. Etapa de conversión A/D (Izquierda) y D/A (derecha)

