



UNIVERSIDAD NACIONAL DE MAR DEL PLATA

FACULTAD DE INGENIERÍA

DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA

Medidor subacuático de la velocidad del sonido

Peralta, Rodolfo

Piccolini, Carlos

Director:
Petruzzi, David

Codirectora:
Cebedio, María Celeste

Trabajo Final de Graduación para acceder al título de Ingeniero Electrónico.
Mar del Plata, Marzo 2022.



RINFI se desarrolla en forma conjunta entre el INTEMA y la Biblioteca de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Mar del Plata.

Tiene como objetivo recopilar, organizar, gestionar, difundir y preservar documentos digitales en Ingeniería, Ciencia y Tecnología de Materiales y Ciencias Afines.

A través del Acceso Abierto, se pretende aumentar la visibilidad y el impacto de los resultados de la investigación, asumiendo las políticas y cumpliendo con los protocolos y estándares internacionales para la interoperabilidad entre repositorios



Esta obra está bajo una [Licencia Creative Commons Atribución-
NoComercial-CompartirIgual 4.0 Internacional](https://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/4.0/).



UNIVERSIDAD NACIONAL DE MAR DEL PLATA

FACULTAD DE INGENIERÍA

DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA

Medidor subacuático de la velocidad del sonido

Peralta, Rodolfo

Piccolini, Carlos

Director:
Petruzzi, David

Codirectora:
Cebedio, María Celeste

Trabajo Final de Graduación para acceder al título de Ingeniero Electrónico.
Mar del Plata, Marzo 2022.

Resumen

Este informe aborda el estudio, diseño y posterior implementación de un sistema de medición de la velocidad de propagación del sonido en el agua de manera directa; siendo este el objetivo principal del proyecto. Se plantea el diseño del circuito eléctrico y construcción del PCB, eje central del sistema; el armado de los hidrófonos mediante los que se realizan las mediciones y la estructura que los contiene en la sumersión a la hora de realizar dichas mediciones. Por último, se realiza un análisis estadístico de los resultados obtenidos.

El estudio y fundamentación de este trabajo se lleva a cabo a lo largo del informe, que se dividió en diferentes capítulos para simplificar su entendimiento. El primer capítulo, a modo de introducción, aborda el objetivo principal del proyecto y lo contextualiza. En las comunicaciones subacuáticas en general, y sobre todo en el ámbito militar, resulta importante conocer el medio en el que se lleva a cabo dicha comunicación. En este caso, al ser un medio acuático, es necesario tener un completo conocimiento de cuáles son los parámetros que lo caracterizan, para así lograr una correcta modelización de este. Al tratarse de un medio no homogéneo, se definen diferentes capas con distintas densidades dependiendo de la profundidad. La velocidad de propagación del sonido depende de ciertos parámetros que varían a lo largo de estas capas, siendo estos: la temperatura, la salinidad y la presión.

En el segundo capítulo se plantea un análisis teórico a modo de revisión, teniendo en cuenta todos los conceptos estudiados para la realización del proyecto, y que sirven aquí como fundamentación de lo realizado. Se profundiza acerca de los medios acuáticos y cuales son sus características. El océano es un medio diferente al aire en cuanto a propagación de ondas se refiere. Por un lado, el agua posee una permitividad eléctrica mucho mayor al aire, por lo que ante la aplicación de un campo eléctrico este se va a ver más afectado en dicho medio. Además, el agua de mar posee por su grado de salinidad, una conductividad mayor. Estos factores conllevan a que el océano sea un mal conductor de ondas electromagnéticas. Por otro lado, las ondas mecánicas se propagan mucho mejor en medios acuáticos dada su mayor densidad, y con velocidades de hasta cinco veces mayor que en el aire. La atenuación es mucho menor que en el caso de las ondas electromagnéticas. Principalmente, por esta razón, es que se prefiere el uso de ondas acústicas en este medio.

En el tercer capítulo se hace una revisión teórica acerca del concepto de piezoelectricidad y los materiales que la poseen. Haciendo uso de este tipo de materiales, se lleva a cabo el armado de hidrófonos caseros utilizados como sensores para la realización de las mediciones. Dicho efecto reversible permite la generación de una señal acústica a partir de una eléctrica y viceversa, es decir, una señal eléctrica a partir de una acústica. Estas señales son las utilizadas durante las mediciones en el medio acuático.

El capítulo cuatro aborda el desarrollo completo del circuito eléctrico diseñado. Este se divide en tres bloques principales: una etapa de transmisión, otra de recepción y una de procesamiento y almacenamiento de los datos. Todas ellas presentan un elemento común, el microcontrolador Atmega 328p. La etapa de transmisión es la encargada de generar el pulso modulado que, a través del sensor piezoeléctrico, se transforma en la señal acústica que se envía a través del medio. A diferencia de los métodos indirectos para obtener valores para la velocidad del sonido, en los que es necesario realizar la medición de los parámetros temperatura, salinidad y presión, durante este proyecto se implementó un método directo haciendo uso de una variante

para el concepto de SONAR. De esta manera, contando el retardo comprendido entre la transmisión del pulso acústico y su correspondiente recepción, y conociendo la distancia comprendida en el viaje del pulso acústico a lo largo del medio, es posible obtener los valores de velocidad correspondientes. Por su parte, la etapa de recepción toma el pulso recibido y lo adapta para la utilización por parte del microcontrolador. Por último, la etapa de procesamiento y control permite la elección de la cantidad de mediciones, controlar el flujo de información y obtener los resultados finales ya sea mostrándolos en tiempo real por pantalla o almacenándolos en un dispositivo externo.

El quinto capítulo brinda de forma resumida, el procedimiento completo para el armado del PCB (del inglés *printed circuit board*). Para trabajar de forma ordenada y evitar el uso excesivo de cables adicionales o protoboards, se plantea el diseño y armado de una placa que contiene el circuito electrónico explicado en el párrafo anterior.

En el capítulo seis se desarrolla el armado de los hidrófonos utilizados a partir de los ya mencionados materiales piezoeléctricos. Se enumeran los distintos sensores utilizados y los distintos diseños armados para su ensayo: desde los más simples utilizados en el aire, hasta los utilizados bajo el agua, con su correspondiente aislación y funcionamiento.

Por último, en el capítulo siete se plantean las mediciones realizadas, los resultados obtenidos y el posterior análisis desarrollado del que se pudo obtener una serie de conclusiones. El dispositivo implementado logró medir tanto la velocidad como la profundidad, pero con un error de precisión mayor al esperado. Estas diferencias son atribuibles a diferentes factores: el error cometido en la medición de la distancia entre sensores, el sistema de medición diseñado y principalmente los hidrófonos construidos. Este último punto es crucial y el primero que debería tenerse en cuenta a la hora de un posible desarrollo a futuro. No obstante, con el sistema implementado fue posible demostrar la factibilidad del método obteniendo resultados, pese al error cometido, en concordancia con el contexto en el que se desarrollaron las mediciones.

Índice general

Resumen	2
1. Introducción	10
1.1. Velocidad de propagación del sonido en el agua	10
1.2. Perfiles de la velocidad del sonido	12
1.3. Objetivos del proyecto	13
2. Propagación acústica submarina	15
2.1. Las ondas acústicas	15
2.2. Intensidad e impedancia acústica y nivel de presión sonora	17
2.3. Modelo del trazado de rayos	18
2.3.1. Reflexión y refracción	19
2.4. Pérdidas por transmisión	20
2.4.1. Divergencia geométrica	20
2.4.2. Absorción	22
2.5. Propagación acústica: los casos más comunes	25
2.5.1. Rebote en la superficie	25
2.5.2. Canal superficial	26
2.5.3. Rebotes en el fondo marino	26
2.5.4. Zonas de convergencia	27
2.5.5. Canal acústico profundo	27
2.5.6. Canal acústico confiable	27
2.6. Multitrayecto	27
2.7. Otros factores que afectan la propagación acústica	28
2.7.1. Burbujas de aire	28
2.7.2. Ruido	28
2.7.3. Efecto Doppler	29
3. Piezoelectricidad	31
3.1. El efecto piezoeléctrico	31
3.2. Polarización	32
3.3. Ecuaciones	32
3.4. Constantes piezoeléctricas	34
3.4.1. Subíndices	34
3.4.2. Constante de carga piezoeléctrica (d)	35
3.4.3. Constante de voltaje piezoeléctrico (g)	35
3.4.4. Factor de acoplamiento electromecánico (k)	35
3.4.5. Constante de frecuencia piezoeléctrica (N)	36
3.4.6. Factor de calidad mecánica (Q_m)	36
3.5. Modelo circuital equivalente	37
3.5.1. Obtención del modelo	37
3.5.2. Cálculo de componentes	39

3.6.	Aplicaciones	41
3.6.1.	Sensores de Fuerza, presión y aceleración	41
3.6.2.	Ultrasonido	44
3.7.	Materiales	45
3.7.1.	Materiales Naturales	45
3.7.2.	Materiales Cerámicos	45
4.	Sistema de medición	48
4.1.	Concepto de impulso-eco	49
4.2.	Definición de la distancia entre sensores	50
4.3.	Microcontrolador: Atmega 328p	50
4.3.1.	Temporizadores e interrupciones	50
4.3.2.	Medición del retardo	51
4.4.	Etapas de transmisión	52
4.5.	Etapas de recepción	55
4.6.	Códigos de programa	60
4.6.1.	Comienzo del programa	60
4.6.2.	Modo de operación 1	60
4.6.3.	Modo de operación 2	61
5.	Diseño y Construcción del PCB	65
5.1.	Materiales	65
5.2.	Diseño del PCB	65
5.3.	Proceso de fabricación	66
5.3.1.	Corte y limpieza de la placa	66
5.3.2.	Adherencia de la película	66
5.3.3.	Exposición y revelado	68
5.3.4.	Ataque químico	69
5.3.5.	Eliminación de la película	69
5.3.6.	Recubrimiento de la placa	69
5.4.	Soldadura de componentes y finalización	69
6.	Análisis y Armado de los hidrófonos	71
6.1.	Análisis y caracterización de los piezoeléctricos	71
6.2.	Armado de los hidrófonos	72
7.	Mediciones y resultados	76
7.1.	Proceso de medición	76
7.1.1.	Primera etapa	76
7.1.2.	Segunda etapa	82
7.2.	Posibles implementaciones a futuro	90
7.3.	Conclusiones	91
	Apéndices	96
A.	Módulo SD y pantalla LCD	96
A.1.	Módulo SD	96
A.2.	Pantalla LCD	97
B.	Comunicación WiFi con módulo ESP-01	98

Índice de figuras

1.1.	Gráfica que representa un perfil de velocidad genérico. Se ve la dependencia de la velocidad del sonido con la profundidad.	13
2.1.	Propagación de ondas esféricas: Se observa como en la cercanía de la fuente de perturbación, la curvatura del frente de onda es una característica que debe ser considerada. A medida que se aleja de la fuente, dicha curvatura puede ser despreciada.	16
2.2.	Efecto producido en el pasaje de una onda desde un medio a otro con velocidades del sonido diferentes, es decir, $c_1 \neq c_2$. Existe una onda reflejada en el primer medio, y una refracción en el segundo.	19
2.3.	A la izquierda, perfil de velocidad lineal con un gradiente g . A la derecha, curvatura del rayo sonoro debido a la variación de velocidad.	20
2.4.	Divergencia esférica. La intensidad acústica disminuye con la distancia desde la fuente.	21
2.5.	Propagación desde una fuente puntual, a lo largo de capas esféricas.	21
2.6.	Forma que toma una onda esférica durante la divergencia cilíndrica, al estar limitada por superficie y fondo marino.	23
2.7.	Gráfica del coeficiente de absorción en función de la frecuencia, correspondiente al modelo desarrollado por Thorp. Fuente propia (Matlab).	23
2.8.	Coefficiente de absorción del sonido en agua de mar en función de la frecuencia. A la izquierda, influencia del agua pura y los componentes del agua de mar ($T=15^\circ\text{C}$; $S=35$ psu; $z=0$). A la derecha influencia de la salinidad S ($T=15^\circ\text{C}$; $z=0$). Fuente: Lurton, Cap. 2.	24
2.9.	Coefficiente de absorción del sonido en agua de mar en función de la frecuencia. A la izquierda, influencia de la temperatura T ($S=35$ psu; $z=0$). A la derecha, influencia de la profundidad z ($T=5^\circ\text{C}$; $S=35$ psu). Fuente: Lurton, Cap. 2.	25
2.10.	Caminos más comunes en medios subacuáticos entre fuente y receptor.	26
2.11.	Espectro de ruido en función de la frecuencia. El nivel de ruido se expresa en dB con referencia a $1\mu\text{Pa}$. Fuente: Etter, 5ta edición, capítulo 7.	29
2.12.	Efecto Doppler en la emisión de una fuente. Izquierda: Fuente S_0 emitiendo de forma omnidireccional a una frecuencia f_0 . Derecha: Efecto Doppler debido al movimiento de la fuente a una velocidad v_0	30
3.1.	Fenómeno de piezoelectricidad para diferentes casos.	31
3.2.	A la izquierda el piezoeléctrico cerámico se encuentra en su estado natural, con los dipolos desordenados; en el medio se aplica un campo eléctrico que reordena los dipolos en la dirección y sentido deseado; a la derecha se deja de aplicar el campo eléctrico pero una polarización remanente permanece.	32

3.3.	Un cristal con polarización remanente se calienta a una temperatura igual o superior a su temperatura de Curie. Al enfriarse, la polarización remanente se pierde (el dato de la temperatura de Curie es entregado por el fabricante y es muy importante a la hora de soldar cables a sus terminales).	33
3.4.	Los ejes X, Y y Z corresponden a las direcciones 1, 2 y 3 respectivamente; y cada una de sus rotaciones cómo 4, 5 y 6. Por convención se toma al eje Z (subíndice 3) como la dirección de polarización positiva del piezoeléctrico.	34
3.5.	A la izquierda el modo de resonancia axial regido por k_t ; a la derecha el modo de resonancia planar o radial regido por k_p . [3]	36
3.6.	Modelo mecánico del piezoeléctrico.	37
3.7.	Modelo RCL para el comportamiento del piezoeléctrico [10].	38
3.8.	Modelo RCL de comportamiento del piezoeléctrico completo.	38
3.9.	Transferencia en función de la frecuencia.	39
3.10.	Modelo equivalente con impedancia cargada.	39
3.11.	Transferencia en función de la frecuencia con impedancia cargada.	40
3.12.	Modelo circuital resonador RLC.	40
3.13.	Admitancia (Y) vs frecuencia; Impedancia (Z) vs frecuencia.	41
3.14.	Circuitos utilizados para medir la frecuencia de resonancia y antirresonancia respectivamente.	41
3.15.	Modelo circuital en zona lineal.	42
3.16.	Ejemplos de cargas equivalentes.	42
3.17.	En (a) se visualiza la nueva zona de trabajo. En (b), se visualiza de una manera más conservadora, con un error menor al 1%.	43
3.18.	Capacitancias, inductancias y resistencias parásitas introducidas por los cables y el equipo de medición.	43
3.19.	Capacitancias parásitas introducidas por los cables y el equipo de medición.	44
3.20.	Nuevo circuito equivalente teniendo en cuenta la carga resistiva del equipo y todas las capacidades parásitas.	44
3.21.	Transferencia teniendo en cuenta las capacidades parásitas.	45
3.22.	A la izquierda el pre-amplificador, a la derecha el nuevo modelo equivalente.	45
3.23.	Modelo con fuente de carga y modelo con fuente de tensión.	46
3.24.	Amplificador de carga conectado al piezoeléctrico, donde R representa a la carga del dispositivo de medición.	46
3.25.	Rango ultrasonido.	47
4.1.	Diagrama en bloques sistema de medición.	48
4.2.	Concepto de impulso-eco.	49
4.3.	Modificación concepto impulso-eco.	49
4.4.	Configuración del reloj externo. Fuente: Hoja de datos Atmega 328p.	51
4.5.	Diagrama en bloques etapa transmisora.	52
4.6.	Diseño modo astable CD4047. Fuente: Hoja de datos CD4047.	53
4.7.	Simulación del integrado 74HC00. Software: Proteus. amarillo: portadora de 40kHz. Azul: pulso modulante de ancho 200 μ seg. rosa: Pulso modulado.	54
4.8.	Driver TC4428.	54
4.9.	Etapas de transmisión completa.	55
4.10.	Diagrama en bloques etapa de recepción.	55
4.11.	Arriba: Amplificador con ganancia de 100 veces (40 dB). Abajo: Seguidor de tensión para obtener la tensión de referencia V_{ref}	56
4.12.	Detector de envolvente.	57
4.13.	Diseño interno pinout LM311.	57
4.14.	Bloque de comparación, etapa receptora.	58
4.15.	Etapas de recepción completa.	59

4.16. Entorno de desarrollo de Arduino.	60
4.17. Mensajes en pantalla LCD al comienzo del código de programa y su diagrama de flujos.	61
4.18. Elección de la cantidad de muestras a tomar.	62
4.19. Valores medidos mostrados en pantalla.	63
4.20. Diagrama de flujos modo de operación 2.	64
5.1. Esquemáticos de las etapas de Tx y Rx en EAGLE.	66
5.2. Diseño del ruteo de pistas del PCB.	67
5.3. Izquierda: Film fotosensible. Derecha: adherencia del film a la placa con rodillo de goma.	67
5.4. Fotolito en formato negativo.	68
5.5. Izquierda: conjunto vidrio-fotolito-placa. Derecha: placa luego de exposición UV.	68
5.6. PCB terminado.	69
5.7. Placa finalizada.	70
6.1. De izquierda a derecha: Sensor de ultrasonido, PZT tipo anillo, PZT tipo disco.	71
6.2. Sensores, cable blindado y soldadura.	73
6.3. Señal correspondiente al pulso recibido inmersa en ruido.	73
6.4. Armado del hidrófono y resultado final.	74
6.5. Hidrófono construido a partir de un globo relleno de aceite.	75
7.1. Ámbito de pruebas para medición de velocidad del sonido.	77
7.2. Portadora de 40 kHz (salida CD4047).	77
7.3. Tren de pulsos en una de las salidas del driver, compuesto por 8 pulsos de portadora.	78
7.4. Pulso transmitido (rojo) y el correspondiente recibido (amarillo).	79
7.5. Pulso transmitido y señal demodulada.	79
7.6. Rojo: entrada al detector de envoltente. Amarillo: salida del detector de envoltente.	80
7.7. Salida comparador de umbral con respecto al pulso recibido y amplificado, con tensión de umbral de 2,8 v.	80
7.8. Salida comparador de umbral con respecto al pulso recibido y amplificado, con una tensión de umbral de 2,6 v.	81
7.9. Señal roja: pulso transmitido. Señal amarilla: salida del amplificador de la etapa receptora.	82
7.10. Estructura utilizada para las mediciones en pileta de natación.	83
7.11. Sistema de medición en pileta.	83
7.12. Pulso transmitido (rojo) y recibido amplificado (amarillo), medición en pileta.	84
7.13. Comparación del pulso recibido antes y después de la etapa amplificadora.	85
7.14. Izquierda: Comparación pulso Tx y pulso demodulado. Derecha: Pulso recibido antes y después de la demodulación.	85
7.15. Salida del comparador de umbral con respecto al pulso transmitido.	86
7.16. Salida del comparador de umbral con respecto a la salida de la etapa amplificadora.	86
7.17. 300 muestras obtenidas en la medición de retardo dentro de la pileta.	87
7.18. Valor promedio del retardo temporal vs Cantidad de muestras tomadas.	88
7.19. Error de tiempo vs Cantidad de muestras tomadas.	88
7.20. Valor promedio de velocidad vs Cantidad de muestras tomadas.	89
A.1. Módulo lector de tarjetas microSD y conexión con pines del Atmega 328p.	96
A.2. Pantalla LCD y módulo adaptador a I2C.	97
B.1. Módulo ESP-01, sus componentes y disposición de pines.	98
B.2. Comunicación entre el sistema de medición (Atmega328p), el ESP-01 y un dispositivo cliente.	99

Índice de tablas

1.1. Valores de densidad y velocidad del sonido para algunos medios frecuentes.	11
2.1. Valores de longitud de onda para una variación de la frecuencia f , considerando una velocidad del sonido $c = 1500$ m/s.	17
2.2. Valores de impedancia acústica para materiales frecuentes.	18
4.1. Componentes externos para el CD4047. Fuente: Hoja de datos CD4047.	53
4.2. Diferencia lógica entre compuerta AND y NAND.	53
4.3. Componentes de la etapa amplificadora y tensión de referencia.	56
6.1. Caracterización sensores piezoeléctricos.	72
7.1. Análisis estadístico para las 300 muestras tomadas.	87
7.2. Análisis estadístico al tomar 10 grupos de 30 mediciones.	90
B.1. Estado de los pines para lograr cada uno de los modos del ESP-01.	99

Capítulo 1

Introducción

Desde hace décadas ha ido en aumento el interés por las comunicaciones en medios subacuáticos. Estas comunicaciones han estado presentes en distintas actividades tales como la monitorización del medio ambiente, el control de vehículos submarinos, análisis del fondo marino y la detección de objetos, entre otros.

En todas ellas existe un patrón que se repite, el uso de ondas acústicas. Esto se debe a las propiedades que presenta este tipo de medios, que favorece su uso frente a las ondas electromagnéticas.

Si bien es preferible el uso de ondas acústicas en comunicaciones submarinas, este tipo de medios también presenta una serie de obstáculos a vencer. El medio subacuático por excelencia es el océano y/o los distintos mares. En general, este medio presenta efectos similares al atmosférico: atenuación y absorción, presencia de ruido, multicamino, entre otros.

Uno de los principales efectos observados es la atenuación por absorción: una onda electromagnética experimenta una atenuación en función de su frecuencia. Esta pérdida de intensidad se debe a la alta conductividad del agua de mar. Así por ejemplo, la atenuación que sufre una onda electromagnética es de 1 dB/m para una frecuencia de 30 kHz; mientras que una onda acústica sufre una atenuación de 1 dB/km [2].

Cuando es necesario establecer una comunicación a determinada distancia entre transmisor y receptor, se observa la aparición de múltiples caminos generados por el rebote de las ondas tanto en la superficie como en el fondo marino. Surge entonces la necesidad de generar un modelo del medio subacuático, y con esta caracterización facilitar dicha comunicación.

1.1. Velocidad de propagación del sonido en el agua

Las ondas acústicas corresponden a un tipo especial de ondas: las mecánicas. La particularidad con este tipo de ondas es que dependen de un medio elástico. Con él, es posible la propagación de una perturbación a través de dicho medio.

La velocidad a la que esta perturbación avanza se conoce como velocidad de propagación, siendo su ecuación

$$c = \sqrt{\frac{E}{\rho}} \quad (1.1)$$

donde c es la velocidad de propagación, E corresponde al módulo de elasticidad y ρ la densidad de masa, siendo ambas características del medio. Por ello, el valor de c resulta diferente dependiendo del medio utilizado [1][3].

Para el caso particular en que el medio es el agua, la ecuación para la velocidad de propagación toma la forma

$$c = \sqrt{\frac{1}{x \cdot \rho}} \quad (1.2)$$

siendo c la velocidad de propagación, $x = \frac{1}{E}$ la compresibilidad y ρ nuevamente la densidad. El módulo de elasticidad E indica de qué manera un medio puede deformarse cuando se le aplica una variación de presión. Entonces, es posible representarlo como una variación relativa del volumen V debido a cambios en la presión P :

$$E = \frac{1}{x} = \left[-\frac{1}{V} \frac{\partial V}{\partial P}\right]^{-1} \quad (1.3)$$

A su vez, estas magnitudes dependen de otros parámetros, siendo estos: la temperatura, la salinidad y la presión del agua. El valor típico de velocidad para una onda acústica es en promedio de 1500 m/s, aunque puede tomar valores entre los 1450 y 1550 m/s debido a esta dependencia [1].

Es importante conocer cómo son las variaciones producidas en la velocidad del sonido en función de los parámetros antes mencionados. Para eso, es necesario estudiar cómo estos parámetros varían a su vez con respecto a la profundidad.

Medio	Densidad [Kg/m^3]	Velocidad del sonido [m/s]
Aire	1,2	340
Agua	1030	1500
Aceites	900	1200-1700
Aluminio	2700	5000-6000
Resinas y plásticos	1000-1500	1000-2000

Tabla 1.1: Valores de densidad y velocidad del sonido para algunos medios frecuentes.

En primer lugar, la temperatura del agua de mar disminuye desde la superficie hacia el fondo marino. En las capas menos profundas, la variación es máxima debido a distintos factores: mezcla de corrientes de agua, calor proveniente de la luz solar, las estaciones del año, etc. A medida que aumenta la profundidad, considerando un valor típico de 1000 m en mares abiertos, el valor promedio de temperatura se estabiliza disminuyendo ligeramente con la profundidad.

El responsable directo de los cambios en la velocidad del sonido con respecto a la profundidad es la presión hidrostática¹. Es posible considerar un comportamiento lineal aproximado, dado por los cambios en el coeficiente de compresibilidad, generando así un aumento de la velocidad.

El agua de mar está compuesta por una mezcla de agua pura y sales disueltas. El porcentaje de sal es el que define la salinidad, expresada originalmente en partes por mil (‰) y posteriormente en psu (del inglés *practical salinity units*). Por su parte, la salinidad varía ligeramente con respecto a la profundidad [1].

Ahora bien, intentar obtener una expresión que refleje las variaciones de todos estos parámetros resulta complicado. Por lo tanto, lo que se suele utilizar son ecuaciones semi-empíricas para definir la velocidad de propagación del sonido. Es decir, se realizan mediciones de los diferentes parámetros involucrados (temperatura, presión, salinidad), se hace uso de las ecuaciones disponibles y se obtiene un valor determinado.

Durante años se estudió la propagación acústica y se logró el modelado del medio subacuático. De este estudio surgieron diferentes ecuaciones para expresar la velocidad del sonido

¹Presión a la que es sometido un cuerpo sumergido en un fluido, debido a la columna de líquido que existe sobre él.

en medios marinos. Dos de las más importantes corresponden a la ecuación de Del Grosso y la de Chen y Millero.

La ecuación de Del Grosso (1.4) data del año 1974. Los coeficientes que forman parte de esta ecuación engloban a su vez a otros, siendo estos función de la temperatura T , presión P y salinidad S .

$$c(S, T, P) = 1402,392 + \Delta C_S + \Delta C_T + \Delta C_P + \Delta C_{STP} \quad (1.4)$$

Por su parte, la ecuación de Chen y Millero (1.5) es del año 1977. Los coeficientes que aparecen engloban a su vez otros, dependiendo también de la temperatura T , presión P y salinidad S . Esta ecuación fue reconocida por la UNESCO² como un estándar para el cálculo de la velocidad de propagación en medios marinos [1][2].

$$c(S, T, P) = c_0 + c_1P + c_2P^2 + c_3P^3 + AS + BS^{\frac{3}{2}} + CS^2 \quad (1.5)$$

En esta ecuación c es la velocidad del sonido en m/s; los primeros cuatro términos corresponden a la contribución de agua pura y los tres siguientes son función de la salinidad; P es la presión hidrostática en bar y S la salinidad en psu.

La desventaja del uso de este tipo de ecuaciones, es que su validez está restringida para ciertos valores de temperatura, salinidad y presión. Por ejemplo, la ecuación de Chen y Millero es válida para temperaturas entre 0°C y 40°C, salinidades entre 0‰ y 40‰ y presión entre 0 y 1000 bar.

1.2. Perfiles de la velocidad del sonido

Una vez conocido el comportamiento de la temperatura, salinidad y presión en función de la profundidad, es posible aproximar el medio subacuático a uno que depende exclusivamente de la profundidad. Esto es así, dada la dependencia de estos parámetros con la profundidad, como se explicó en el apartado anterior.

Es posible generar entonces gráficas de la velocidad del sonido en función de la profundidad, llamadas perfiles de velocidad o SSP (*Sound Speed Profile*). Para el caso particular de latitudes medias, se representa un tipo de perfil dividido en diferentes capas, cada una con un comportamiento específico, como se muestra en la figura 1.1 [1][2].

- Capa superficial: es la capa comprendida entre la superficie y una profundidad que varía entre los primeros 50 m y 100 m. Se encuentra afectada por la radiación solar, y los efectos meteorológicos tales como el viento y el movimiento de masas de agua. A lo largo de esta, la velocidad permanece prácticamente constante.
- Termoclina estacional: se extiende entre los 100 m y los 200 m aproximadamente, y depende de la hora del día, latitudes y la estación del año. Presenta una variación prácticamente monótona de la temperatura, con un gradiente positivo.
- Termoclina principal: Se encuentra desde los límites de la termoclina estacional extendiéndose como máximo hasta los 1600 m o 2000 m de profundidad. En esta se produce una disminución de la temperatura aproximadamente lineal, y por lo tanto la velocidad disminuye de igual manera.
- Isoterma profunda: Se considera a temperatura constante. Dado a que la velocidad aumenta linealmente con la profundidad (debido a la presión hidrostática), el perfil en esta capa también toma un comportamiento aproximadamente lineal.

²Organización de las Naciones Unidas para la Educación, la Ciencia y la Cultura.

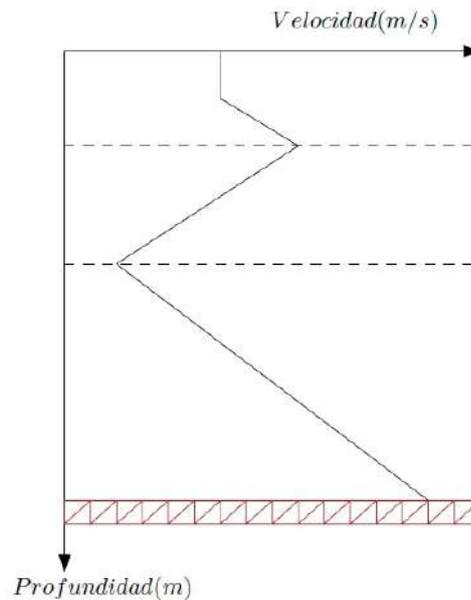


Figura 1.1: Gráfica que representa un perfil de velocidad genérico. Se ve la dependencia de la velocidad del sonido con la profundidad.

La importancia de caracterizar el medio subacuático a partir de estos perfiles de velocidad radica en que es posible entonces determinar de qué forma se va a propagar una señal acústica por este tipo de medios. Teniendo en cuenta que existen zonas donde la velocidad del sonido es diferente, ocurre un efecto de curvatura de las ondas acústicas al ser transmitidas hacia las zonas donde la velocidad es menor. Dicho efecto es la clave para la aparición de diferentes tipos de propagación en medios subacuáticos.

1.3. Objetivos del proyecto

El objetivo principal de este proyecto es el diseño, desarrollo e implementación de un sistema de medición completo que permita obtener valores para la velocidad del sonido en el agua de forma directa. Dicho sistema consiste en un prototipo sumergible capaz de realizar un número determinado de mediciones, almacenarlas y luego ser recuperadas para su posterior utilización.

En general, la medición de la velocidad de propagación del sonido puede realizarse de dos maneras: una indirecta, como se explicó anteriormente, a partir de la medición de los parámetros del medio (temperatura, salinidad y presión) y haciendo uso de las ecuaciones empíricas; o la forma directa que aquí se plantea.

Para obtener la velocidad del sonido se mide el retardo obtenido entre una señal acústica transmitida y el pulso correspondiente recibido. Para eso se utilizan dos hidrófonos caseros (construidos a partir de sensores piezoeléctricos) que se encuentran a una distancia fija y conocida.

Además, se pretende realizar mediciones no solo de la velocidad sino también de profundidad. De esa manera los resultados obtenidos de las mediciones consisten en pares de valores velocidad/profundidad que permiten la generación de los perfiles de velocidad. Una vez realizados, es posible lograr una completa caracterización del medio subacuático bajo estudio.

El resto de objetivos que se plantea para este trabajo incluyen:

- Proporcionar un análisis teórico de:
 - La propagación de ondas acústicas en medios subacuáticos.

- Perfiles acústicos y el trazado de rayos.
- El efecto piezoeléctrico y los materiales que lo poseen.
- Hacer un análisis sobre los sensores piezoeléctricos utilizados en las mediciones y una caracterización de ellos.
- Comparar los resultados obtenidos en la caracterización del punto anterior con los datos teóricos encontrados en bibliografía.
- Diseñar e implementar el sistema de medición, formado por el circuito encargado de generar y recibir las señales; los sensores utilizados durante la comunicación, y el código de programa que permite el control, procesamiento y almacenamiento de los datos.
- Realizar un análisis estadístico de las mediciones obtenidas a partir del sistema de medición.
- Plantear conclusiones y posibles mejoras para el prototipo.

Capítulo 2

Propagación acústica submarina

2.1. Las ondas acústicas

Como se vio en el capítulo anterior, las ondas acústicas corresponden a un tipo de ondas llamadas mecánicas, dado que requieren de un medio elástico para su propagación. Esta propagación hace alusión al movimiento que sufren las partículas del medio alrededor de su punto de equilibrio.

La propagación de ondas en medios elásticos se puede describir a partir de la ecuación de onda [1]:

$$\Delta p = \frac{1}{c^2(x, y, z)} \frac{\partial^2 p}{\partial t^2} \quad (2.1)$$

Donde p es la presión acústica de la onda propagándose en el espacio (x, y, z) ; y donde c es la velocidad del sonido.

Una simplificación habitual es la de suponer que la fuente que irradia, lo hace para una sola frecuencia f . Se obtiene entonces una ecuación de Helmholtz de la forma

$$\Delta p + \frac{(2\pi f)^2}{c^2} p = 0 \quad (2.2)$$

donde $k = \frac{2\pi f}{c}$ es el número de onda.

Si se considera una velocidad del sonido constante, y que la propagación está restringida a una única dirección x , entonces la ecuación toma la forma:

$$\frac{\partial^2 p}{\partial x^2} + \frac{(2\pi f)^2}{c^2} p = 0 \quad (2.3)$$

La solución a la ecuación (2.3) es una onda de presión como la siguiente:

$$p(x, t) = p_0 e^{j(2\pi ft - kx)} \quad (2.4)$$

Con p_0 una amplitud constante. Esta onda de presión presenta frentes de onda, es decir, superficies de fase constante, que son normales a la dirección x . Por ello, se las conoce como ondas planas.

Si ahora se considera la propagación sobre las tres direcciones espaciales y en un medio isotrópico¹, la solución para la ecuación de onda cuando la perturbación es generada por una fuente puntual toma la forma de la ecuación (2.5).

$$p(R, t) = \frac{p_0}{R} e^{j(2\pi ft - kR)} \quad (2.5)$$

¹Característica de uniformidad direccional de un material, que hace que sus propiedades físicas no dependan de las dirección en las que son examinadas.

Siendo R la distancia a la fuente. Los frentes de onda ahora son esferas centradas en la posición de dicha fuente de perturbación.

Tanto las ondas planas como las esféricas son la herramienta básica para el modelado de las ondas acústicas. En algunos casos, cuando la zona de trabajo se encuentra lejos de la fuente que genera la perturbación, las ondas esféricas pueden considerarse en un primer momento como ondas planas [1].

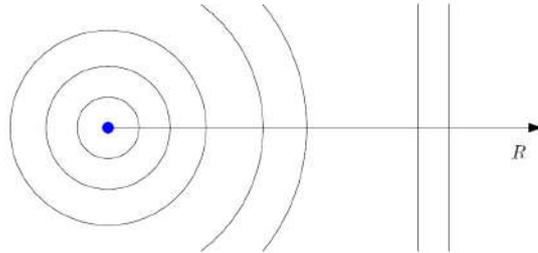


Figura 2.1: Propagación de ondas esféricas: Se observa como en la cercanía de la fuente de perturbación, la curvatura del frente de onda es una característica que debe ser considerada. A medida que se aleja de la fuente, dicha curvatura puede ser despreciada.

Existen en forma general, dos tipos de ondas mecánicas: las transversales y las longitudinales. En las ondas transversales, el movimiento que sufren las partículas en el medio resulta en un plano perpendicular a la dirección de la propagación. Por su parte, las ondas longitudinales son aquellas en que las partículas oscilan en un plano paralelo a dicha propagación [1][5].

Las ondas acústicas se consideran ondas longitudinales de presión. Se observan efectos de compresión y expansión sobre las partículas, interactuando unas con otras, generando así la propagación en el medio. Como se vio, la velocidad a la que ocurre dicha propagación depende de las características del medio.

Uno de los parámetros que caracteriza a las ondas sonoras es la longitud de onda λ , que representa al equivalente espacial del periodo temporal T . La longitud de onda consiste en el espaciado entre dos puntos en el medio, que están sometidos al mismo estado vibratorio (por ejemplo, el espacio entre dos máximos sucesivos de la onda) [1][3].

Otro parámetro importante que caracteriza a una onda es la frecuencia f , siendo esta la cantidad de ciclos que ocurre en un segundo, que se mide en Hertz [Hz]. Su inversa, es el periodo temporal T que se mide en segundos.

Existe una relación entre los parámetros mencionados, siendo esta:

$$\lambda = cT = \frac{c}{f} \quad (2.6)$$

Esta relación permite afirmar que la longitud de onda corresponde a la distancia recorrida por la onda durante un periodo de la señal, y a una velocidad c .

De la expresión (2.6) resulta:

$$c = f\lambda \quad (2.7)$$

Como el valor de velocidad de propagación c toma un valor constante, un aumento de la frecuencia f indica necesariamente la disminución de la longitud de onda λ , y viceversa.

En la siguiente tabla, se muestran los valores correspondientes para la longitud de onda considerando una velocidad del sonido $c=1500$ m/s. Al existir atenuación de las señales en función de la frecuencia, se suele limitar las zonas de operación para las diferentes aplicaciones de sistemas acústicos submarinos [1][3].

Frecuencia [Hz]	10	1000	1M
Longitud de onda λ [m]	150	1.5	0.0015

Tabla 2.1: Valores de longitud de onda para una variación de la frecuencia f , considerando una velocidad del sonido $c = 1500$ m/s.

2.2. Intensidad e impedancia acústica y nivel de presión sonora

La propagación de una onda de sonido está asociada a una energía acústica. Esta energía se puede descomponer en dos partes: una cinética debido al movimiento de las partículas; y otra potencial debido al trabajo realizado por las fuerzas de presión.

La intensidad acústica en una onda sonora es el flujo de energía (presión acústica) transmitida por unidad de área y tiempo, en dirección normal a la propagación. Se trata de una cantidad proporcional al cuadrado de la presión acústica, e inversamente proporcional al producto entre la densidad del medio y la velocidad de propagación c , siendo su ecuación [1][3]:

$$I = \frac{p^2}{\rho c} \quad (2.8)$$

Donde I es la intensidad medida en $\frac{W}{m^2}$, p es la amplitud instantánea de la onda de presión, ρ la densidad y c la velocidad del sonido (estas últimas siendo características del medio).

Dado que la presión acústica puede tomar valores en un amplio rango, se suele referir a la intensidad en una escala logarítmica y en términos de decibeles (dB). Por lo tanto, es posible expresar la intensidad acústica como se observa en la ecuación (2.9).

$$I = 10 \log\left(\frac{I}{I_0}\right) \quad (2.9)$$

En (2.9), I_0 consiste en un valor de referencia, que para el caso del agua de mar es $I_0 = 0,67 \times 10^{-18} \frac{W}{m^2}$.

Sin embargo, como intentar medir valores de intensidad resulta dificultoso, en la acústica submarina se realiza la medición de la presión acústica. Se define entonces un término conocido como nivel de presión sonora (SPL) cuya expresión es

$$SPL = 20 \log\left(\frac{P}{P_0}\right) \quad (2.10)$$

A esta última ecuación se llega partiendo de la expresión dada por (2.8) y reemplazándola en la ecuación (2.9), teniendo en cuenta que el producto ρc permanece constante. Entonces se puede escribir que

$$10 \log\left(\frac{I}{I_0}\right) = 10 \log\left(\frac{\frac{P^2}{\rho c}}{\frac{P_0^2}{\rho c}}\right) = 10 \log\left(\frac{P}{P_0}\right)^2 = 20 \log\left(\frac{P}{P_0}\right) \quad (2.11)$$

siendo P_0 un valor de referencia igual a $1 \mu\text{Pa}$ para el caso particular del agua.

Por otro lado, el producto $Z = \rho c$ se conoce como la impedancia acústica característica del medio. Su unidad en el sistema internacional es el *Rayleigh*.

El término impedancia hace referencia a la relación entre la magnitud de una acción periódica y la respuesta producida en el sistema físico. Haciendo la extrapolación a un caso conocido, la impedancia eléctrica es la razón entre voltaje y corriente, como una medida de la oposición del circuito al paso de la segunda.

Teniendo en cuenta esto, se puede representar a la impedancia acústica como la oposición que ejercen los distintos medios materiales al paso de las ondas sonoras. Si un medio tiene baja impedancia, sus partículas vibran a gran velocidad ante una pequeña perturbación. Por el contrario, si la impedancia es elevada, el material que está sometido a grandes fuerzas elásticas, requiere mayores presiones acústicas para vibrar. Por ejemplo, un medio como el agua se considera de alta impedancia ($\rho c = 1,5 \times 10^6 \text{ Rayl}$), mientras que medios como el aire presentan una baja impedancia ($\rho c = 0,4 \times 10^3 \text{ Rayl}$) [6].

Se debe tener en cuenta que la impedancia acústica se opone a la vibración de las partículas del medio, pero no a la propagación de la onda. Esto quiere decir que, una vez las partículas comienzan a vibrar, la onda acústica se propaga y lo hace a la velocidad de ese medio particular.

Medio	Impedancia Z [Rayl]
Aire	397
Agua	1.5×10^6
Aluminio	17.3×10^6
Arena	5.5×10^6

Tabla 2.2: Valores de impedancia acústica para materiales frecuentes.

Esta característica del medio debe ser considerada si de propagación de ondas se trata. Cuando una onda acústica viaja por el medio submarino se generan reflexiones y refracciones tanto en la superficie como en el fondo marino, debido a las diferencias de impedancia que existen entre las interfaces. Este efecto contribuye a las pérdidas que sufren las ondas en su recorrido.

2.3. Modelo del trazado de rayos

Existen diversos modelos matemáticos encargados de estudiar la propagación acústica en medios subacuáticos. Entre ellos se pueden encontrar los modos normales, ecuación parabólica, la integración espectral y el trazado de rayos. Todos ellos tienen un punto de partida común: la ecuación de onda (2.1).

De todos ellos, el más versátil y utilizado es el trazado de rayos. Este modelo considera que la energía de una onda puede estar concentrada en caminos claramente definidos, por lo que es posible considerar rayos en lugar de ondas. Dicha consideración es válida siempre y cuando la amplitud de la onda y la velocidad del sonido no varíen considerablemente en una longitud de onda. Esta consideración se cumple más fácilmente para altas frecuencias, dado que entonces la longitud de onda es menor.

La acústica geométrica en la cual se basa el trazado de rayos, considera una serie de principios [1][6]:

- La refracción en las direcciones de propagación, debido a los cambios de velocidad del sonido, se calcula mediante la ley de Snell.
- Se asume reflexión especular (los rayos incidentes se reflejan con un ángulo igual al incidente).
- Las pérdidas de intensidad de los rayos se deben a la divergencia geométrica, absorción a lo largo del camino y reflexiones.
- El campo resultante en el receptor se obtiene sumando las contribuciones de distintos rayos, cada uno con su respectiva amplitud y retardo asociados (diferencia de fase).

2.3.1. Reflexión y refracción

Dado que la velocidad del sonido varía con respecto a la profundidad, es importante analizar las modificaciones que sufre una onda en la interfaz entre dos fluidos homogéneos que presentan velocidades del sonido distintas.

Como se dijo, para estudiar los efectos de reflexión y refracción se utiliza la Ley de Snell. Por lo tanto, se describe la refracción de los rayos sonoros en medios en los que la velocidad del sonido varía con la profundidad, pero con un comportamiento constante en diferentes capas horizontales a lo largo de toda la columna de agua. Además, se considera que la reflexión es de tipo especular, por lo que la pérdida de energía es mínima.

En la figura 2.2 se observa el comportamiento de una onda plana al pasar de una capa o medio con una determinada velocidad c_1 , a otro con velocidad c_2 . Este cambio de velocidad en la interfaz genera la aparición de una onda reflejada en el primer medio, y otra transmitida (o refractada) en el segundo. β_1 corresponde al ángulo de incidencia, es decir, el ángulo que forma la onda con el plano horizontal, siendo el mismo para la onda reflejada. ρ_1 y ρ_2 son las densidades correspondientes a cada uno de los medios.

El ángulo β_2 que corresponde al formado por la onda transmitida y el plano horizontal, puede ser calculado a partir de la ley de Snell con la expresión (2.12).

$$\frac{\cos(\beta_1)}{c_1} = \frac{\cos(\beta_2)}{c_2} \quad (2.12)$$

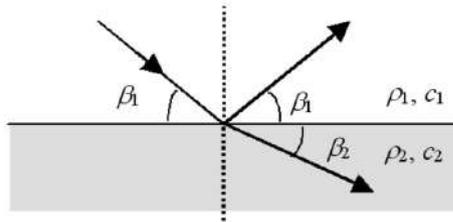


Figura 2.2: Efecto producido en el pasaje de una onda desde un medio a otro con velocidades del sonido diferentes, es decir, $c_1 \neq c_2$. Existe una onda reflejada en el primer medio, y una refracción en el segundo.

Sin embargo, esta ecuación es válida si se cumple que

$$\cos(\beta_2) \leq 1 \quad (2.13)$$

es decir para $\cos(\beta_1) \leq \frac{c_1}{c_2}$, por lo que existe un ángulo crítico β_c dado por:

$$\beta_c = \arccos\left(\frac{c_1}{c_2}\right) \quad (2.14)$$

Para ángulos β menores a β_c la reflexión es total, por lo que la transmisión en el segundo medio no es posible.

Por otro lado, es importante analizar el efecto de curvatura que sufren los rayos debido a la variación de velocidad del sonido.

En primer lugar se debe definir al gradiente de velocidad g , siendo este la variación de velocidad por unidad de longitud, expresado en $\frac{m^2}{s}$. Se considera el caso más simple, es decir, una variación de velocidad lineal con respecto al gradiente g , como se muestra en la figura 2.3. Por lo tanto, el perfil de velocidad toma la forma:

$$c(z) = c_0 + g(z - z_0) \quad (2.15)$$

Haciendo uso nuevamente de la ley de Snell (ecuación (2.12)), se puede definir:

$$\cos\beta(z) = \frac{c(z)}{c_0} \cos\beta_0 = \left(1 + \frac{g}{c_0}(z - z_0)\right) \cos\beta_0 \quad (2.16)$$

Es posible plantear el coseno de un ángulo en un punto z arbitrario, considerando la trayectoria según un arco de circunferencia, obteniendo la expresión (2.17).

$$\cos\beta(z) = \cos\beta_0 + \frac{z - z_0}{R_c} \quad (2.17)$$

El resultado de este análisis indica que para el caso de un perfil de velocidad del sonido lineal de gradiente g , las ondas se refractan siguiendo la trayectoria de una circunferencia de radio R_c , dado por la ecuación:

$$R_c = \frac{c_0}{g \cos\beta_0} \quad (2.18)$$

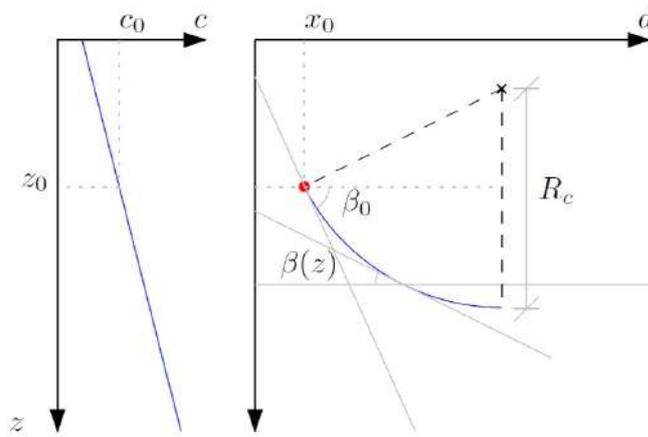


Figura 2.3: A la izquierda, perfil de velocidad lineal con un gradiente g . A la derecha, curvatura del rayo sonoro debido a la variación de velocidad.

2.4. Pérdidas por transmisión

La propagación de ondas sonoras en medios subacuáticos se ve afectada por diferentes razones, siendo las principales: la divergencia geométrica, la absorción y la reflexión. Estas contribuciones se traducen en una atenuación de la señal, es decir, una pérdida en su intensidad; y se engloban en un parámetro definido como pérdida por transmisión TL (*transmission loss*) [2].

Este parámetro se vuelve clave en el diseño de sistemas de comunicación, donde la atenuación de la señal recibida es una limitación, y en los que toma relevancia el concepto de relación señal a ruido.

2.4.1. Divergencia geométrica

La divergencia geométrica sucede debido a la propagación de las ondas acústicas. La generación de estas ondas produce el aumento de energía emitida. En dicha radiación espacial se considera una atenuación geométrica, en la que la energía disminuye en función de la distancia con la fuente emisora.

Considerando el caso más simple en el que la propagación es desde una fuente puntual sobre un medio isotrópico e infinito, y donde la onda es de tipo tridimensional, por lo que su forma natural es esférica. Esto significa que la energía acústica transmitida se va repartiendo en

superficies cada vez más grandes a medida que aumenta la distancia r . Dado que la energía es conservativa, la intensidad de la onda disminuye proporcionalmente con el área de la esfera.

Teniendo en cuenta que el área de una esfera es $4\pi r^2$, la intensidad de la onda resulta:

$$I = \frac{\frac{\text{energía}}{\text{tiempo}}}{\text{área}} = \frac{\text{potencia}}{\text{área}} = \frac{P}{4\pi r^2} \quad (2.19)$$

Si la potencia P con la que emite la fuente es constante, entonces la intensidad de la onda disminuye proporcionalmente con el cuadrado de r , siendo r el radio de la esfera, es decir, la distancia entre la fuente y un punto dado.

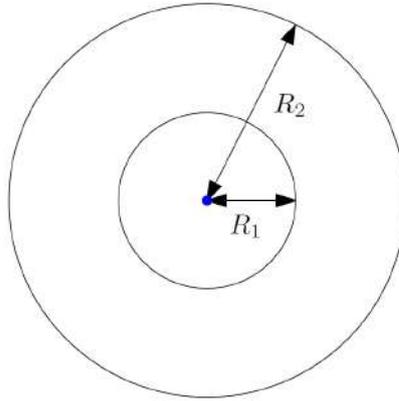


Figura 2.4: Divergencia esférica. La intensidad acústica disminuye con la distancia desde la fuente.

Despejando de la ecuación (2.19) se obtiene que:

$$P = 4\pi r^2 I \quad (2.20)$$

Si se considera la propagación a través de una fuente puntual, suponiendo una velocidad del sonido constante y que además no existen pérdidas de energía acústica por dispersión o fricción, entonces el flujo de energía se mantiene constante a lo largo de una serie de capas esféricas de radio R con respecto a un ángulo θ .

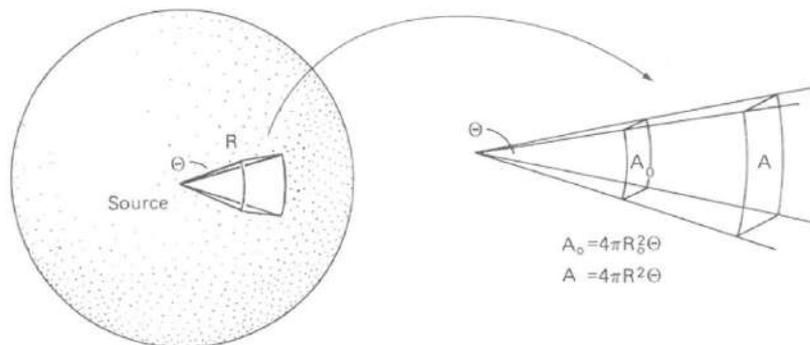


Figura 2.5: Propagación desde una fuente puntual, a lo largo de capas esféricas.

De lo anterior se puede escribir que:

$$4\pi R^2 \theta I = 4\pi R_0^2 \theta I_0 \quad (2.21)$$

Despejando de (2.21) se obtiene:

$$\frac{I}{I_0} = \frac{4\pi R_0^2}{4\pi R^2} \quad (2.22)$$

Lo que permite expresar que la disminución de intensidad acústica entre dos puntos, es inversamente proporcional a la relación de superficies en ambos puntos.

Haciendo uso de la notación en decibeles se puede expresar:

$$\begin{aligned} 10\log\left(\frac{I}{I_0}\right) &= 10\log\left(\frac{R_0}{R}\right)^2 = 20\log\left(\frac{R_0}{R}\right) \\ 10\log(I) - 10\log(I_0) &= 20\log\left(\frac{R_0}{R}\right) \\ 10\log(I) &= 10\log(I_0) - 20\log\left(\frac{R}{R_0}\right) \end{aligned} \quad (2.23)$$

Definiendo $SL = 10\log(I)$ como el nivel de sonido y $SS = 10\log(I_0)$ la intensidad de la fuente de sonido, la ecuación (2.23) se transforma en:

$$SL = SS - 20\log\left(\frac{R}{R_0}\right) \quad (2.24)$$

Esta expresión indica que el nivel de sonido a una determinada distancia es igual a la intensidad de la fuente menos las pérdidas de propagación.

Entonces el término:

$$20\log\left(\frac{R}{R_0}\right) \quad (2.25)$$

corresponde a las pérdidas de transmisión TL donde R_0 es una distancia de referencia que por convención se considera igual a 1 m.

Sin embargo, el medio subacuático se puede considerar limitado por dos planos paralelos: la superficie y el fondo marino. De esta manera, la propagación de ondas pierde su forma esférica volviéndose cilíndrica.

Teniendo esto en cuenta, ahora el área de la base de un cilindro está dada por $2\pi r$, por lo que la potencia acústica a través de una sección transversal cilíndrica es:

$$P = 2\pi r \theta I \quad (2.26)$$

Haciendo el mismo desarrollo que para el caso de propagación esférica y partiendo de que

$$2\pi r \theta I = 2\pi R_0 \theta I_0 \quad (2.27)$$

se puede determinar que ahora las pérdidas por transmisión TL vienen dadas por el término

$$10\log\left(\frac{R}{R_0}\right) \quad (2.28)$$

donde al igual que para el caso anterior, R_0 es un valor de referencia con valor 1 m.

2.4.2. Absorción

El agua de mar es un medio disipativo, es decir, que absorbe parte de la energía de una onda transmitida, transformándola en calor. La absorción es entonces otro factor que genera pérdidas por transmisión.

Dichas pérdidas vienen dadas por dos contribuciones principales: la viscosidad del agua, presente tanto en agua dulce como salada, y cuyo efecto aumenta con el cuadrado de la frecuencia;

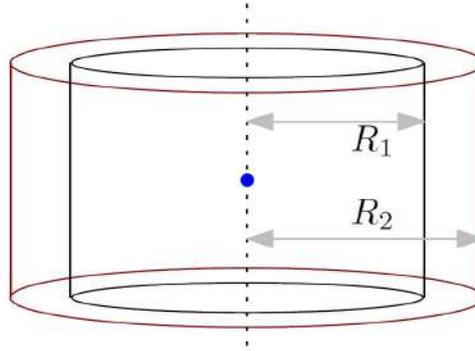


Figura 2.6: Forma que toma una onda esférica durante la divergencia cilíndrica, al estar limitada por superficie y fondo marino.

y en segundo lugar por procesos químicos que se dan únicamente en agua salada, más precisamente la relajación molecular de las sales que forman parte de esta. Estos procesos corresponden en especial a la relajación del sulfato de magnesio ($MgSO_4$) y a la del ácido bórico ($B(OH)_3$) [1].

Al igual que para el caso de la velocidad del sonido, la absorción en medios acuáticos fue tema de estudio durante años. De este estudio han surgido varios modelos, representados a través de ecuaciones empíricas. Algunos de los modelos son los de Thorp (1967), Leroy (1967) o Fisher y Simmons (1977).

De todas ellas, ha sido el modelo realizado por Thorp uno de los más utilizados. Su ecuación tiene la forma:

$$\alpha = f^2 \left[\frac{0,11}{(1 + f^2)} + \frac{44}{(4100 + f^2)} + 2,75 \times 10^{-4} + \frac{0,003}{f^2} \right] \quad (2.29)$$

En ella, α es el coeficiente de absorción con unidades en dB/km y f es la frecuencia de la señal en kHz. Esta ecuación es válida para frecuencias de algunos kHz.

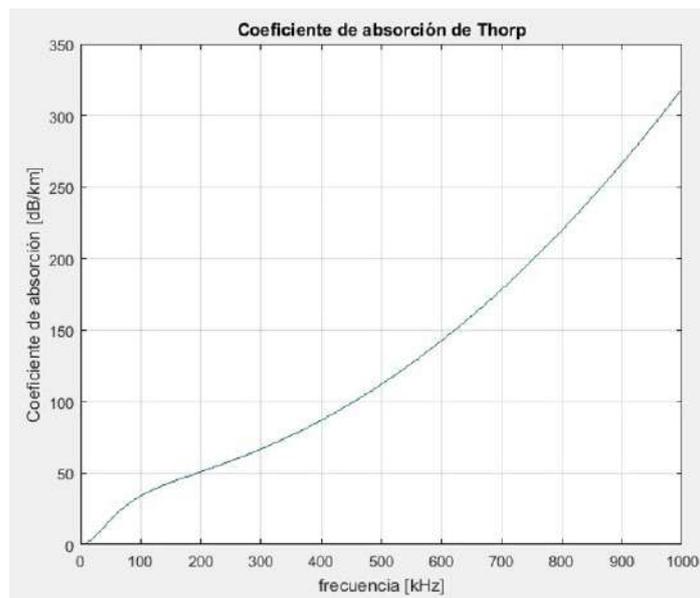


Figura 2.7: Gráfica del coeficiente de absorción en función de la frecuencia, correspondiente al modelo desarrollado por Thorp. Fuente propia (Matlab).

Existe otro modelo, que resulta el más utilizado en la actualidad, propuesto por Francois

y Garrison en la década de los 80. Este modelo se representa a través de la ecuación (2.30):

$$\alpha = A_1 P_1 \frac{f_1 f^2}{f_1^2 + f^2} + A_2 P_2 \frac{f_2 f^2}{f_2^2 + f^2} + A_3 P_3 f^2 \quad (2.30)$$

en la que α es el coeficiente de absorción en dB/km. Esta expresión se descompone en tres términos correspondientes al ácido bórico, al sulfato de magnesio y al agua pura. A su vez, los componentes A_i y P_i dependen de factores tales como la temperatura T (en $^{\circ}C$), salinidad S (en psu), y la profundidad z (en m).

Por otro lado, f_1 y f_2 son las frecuencias de relajación del ácido bórico y el sulfato de magnesio, respectivamente (ambos expresados en kHz).

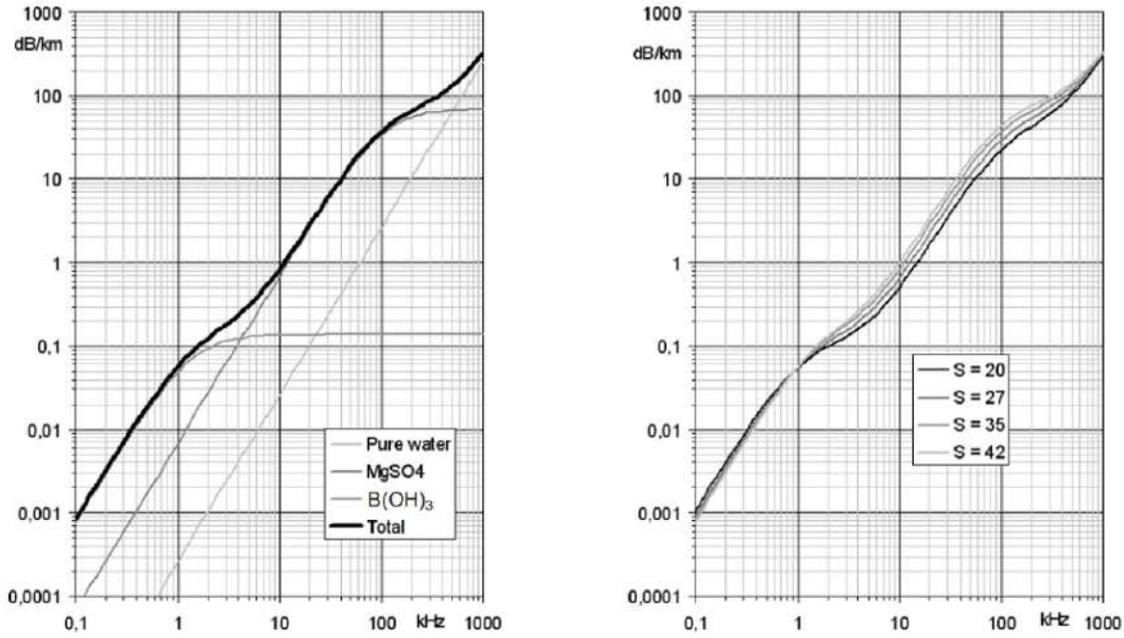


Figura 2.8: Coeficiente de absorción del sonido en agua de mar en función de la frecuencia. A la izquierda, influencia del agua pura y los componentes del agua de mar ($T=15^{\circ}C$; $S=35$ psu; $z=0$). A la derecha influencia de la salinidad S ($T=15^{\circ}C$; $z=0$). Fuente: Lurton, Cap. 2.

De los gráficos en las figuras 2.8 y 2.9, es posible determinar el comportamiento del coeficiente de absorción, que aumenta rápidamente con la frecuencia. Mientras que para frecuencias menores a 1 kHz la atenuación es menor a algunas centésimas de dB/km, para otras cercanas a los 100 kHz la atenuación puede llegar a ser de varias decenas de dB/km [4].

A medida que se aumenta la frecuencia de operación en los sistemas subacuáticos, se restringe el alcance de las comunicaciones.

Una vez analizadas cada una de las fuentes principales de atenuación de las ondas en la propagación acústica, es posible expresar el parámetro para las pérdidas por transmisión (TL) mediante las siguientes expresiones [1][2][8]:

$$TL = 20 \log\left(\frac{r}{R_0}\right) + 10^{-3} r \alpha \quad (2.31)$$

$$TL = 10 \log\left(\frac{r}{R_0}\right) + 10^{-3} r \alpha \quad (2.32)$$

siendo la ecuación (2.31) válida para divergencia esférica, y (2.32) para divergencia cilíndrica. En ambos casos, α es el coeficiente de absorción en dB/km y r el alcance medido en metros (el término 10^{-3} se utiliza como pasaje de m a km).

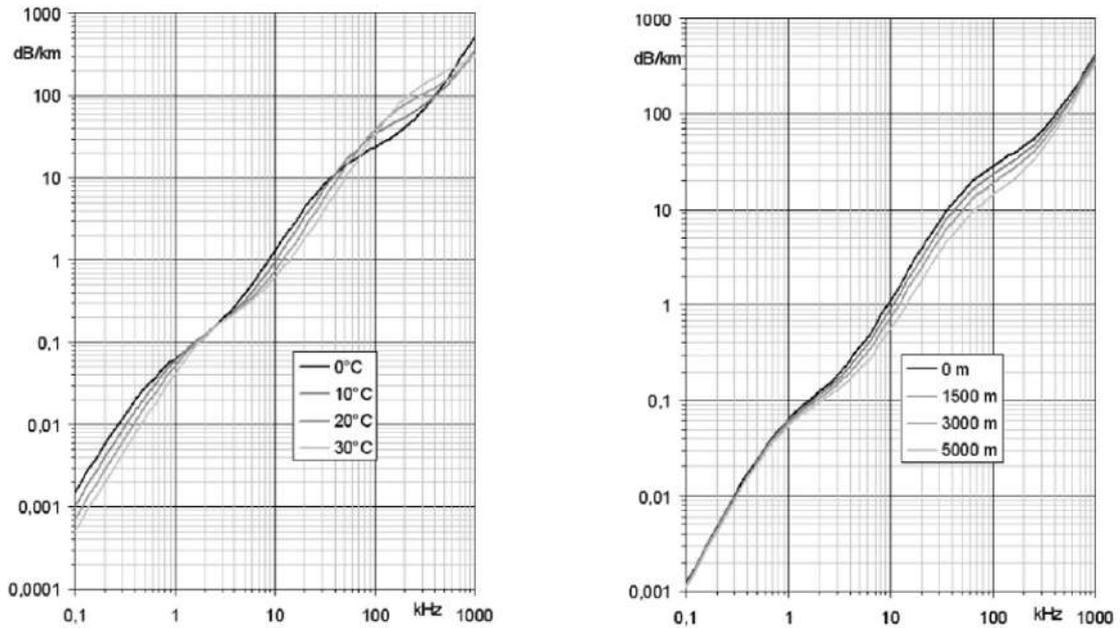


Figura 2.9: Coeficiente de absorción del sonido en agua de mar en función de la frecuencia. A la izquierda, influencia de la temperatura T ($S=35$ psu; $z=0$). A la derecha, influencia de la profundidad z ($T=5^\circ\text{C}$; $S=35$ psu). Fuente: Lurton, Cap. 2.

2.5. Propagación acústica: los casos más comunes

El sonido se propaga por el agua a través de distintos caminos. Cada uno de estos depende de la característica de velocidad del sonido a lo largo de la columna de agua (los ya mencionados perfiles de velocidad), y de la posición en la que se encuentren tanto el transmisor como el receptor.

Además del camino directo, existen seis caminos básicos entre una fuente y un receptor como se observa en la figura 2.10 y son [8]:

- (a) Rebote en superficie.
- (b) Canal superficial.
- (c) Rebote en el fondo marino.
- (d) Zonas de convergencia.
- (e) Canal acústico profundo (SOFAR por sus siglas en inglés *Sound Fixing and Ranging*).
- (f) Canal acústico confiable (RAP por sus siglas en inglés *Reliable acoustic path*).

Para cada uno de estos caminos es posible analizar de qué manera influyen sobre las pérdidas por transmisión (TL) reconociendo otros parámetros además de los representados por las ecuaciones (2.31) y (2.32).

2.5.1. Rebote en la superficie

Cuando una onda sonora se propaga a través del medio marino existen rebotes en la superficie que deben ser tenidos en cuenta dado que contribuyen a la atenuación de la señal. Este efecto viene determinado por el cambio en la impedancia acústica (Z) en la interfaz agua-aire.

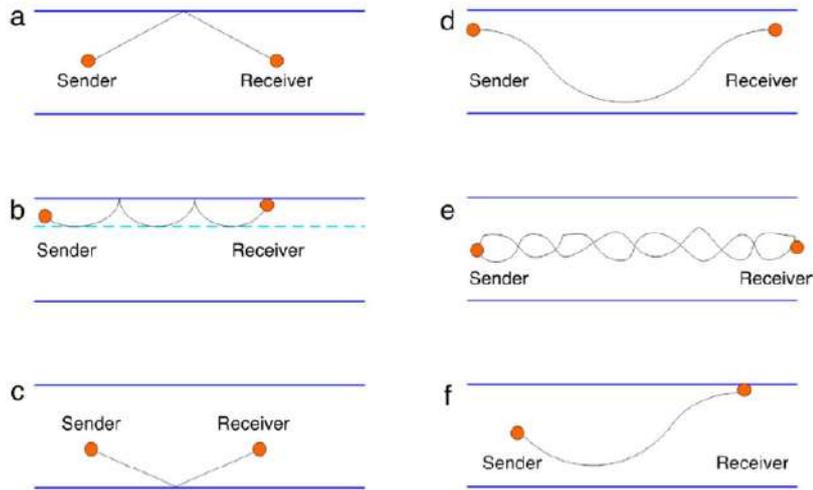


Figura 2.10: Caminos más comunes en medios subacuáticos entre fuente y receptor.

Por ejemplo, si la diferencia de impedancias es grande, gran parte de la onda acústica se refleja. Este es el caso con la superficie del mar.

Ahora bien, en el caso que no sea totalmente lisa, la suposición de una reflexión especular ya no es posible. De esta manera, la reflexión se da en diferentes direcciones ocasionando una mayor pérdida de energía.

Para caracterizar la rugosidad de la superficie de mar, se suele utilizar el parámetro de Rayleigh, dado por la ecuación (2.33)

$$R = 2ak\sin(\beta) \quad (2.33)$$

donde $k = 2\pi/\lambda$ es el número de onda, λ es la longitud de onda, $2a$ es el valor cuadrático medio (rms) de la altura de las olas (también conocido como H_{rms} siendo este un indicador de la altura de las olas); y β el ángulo de incidencia del rayo (con respecto al plano horizontal). Cuando $R \ll 1$ la superficie se considera acústicamente lisa; mientras que si $R \gg 1$, se considera acústicamente rugosa [2][8].

Existen modelos que permiten calcular las pérdidas producidas por la reflexión de la onda en la superficie, debido a parámetros tales como la velocidad del viento, el ángulo de incidencia del rayo sonoro sobre la superficie y la rugosidad (R).

2.5.2. Canal superficial

En la zona cercana a la superficie del mar, las variaciones de temperatura son máximas. Sin embargo, debido al viento y a las corrientes se genera una mezcla de agua formando entonces una capa isotérmica. Además, como la salinidad se considera prácticamente constante, la velocidad del sonido varía únicamente con la profundidad, generando un gradiente positivo.

Si se coloca una fuente transmitiendo en esta capa, los rayos sonoros se curvan hacia las zonas de menor velocidad, chocan contra la superficie y regresan a curvarse. De esta manera, la señal acústica queda confinada en esta capa sin llegar a tocar el fondo.

2.5.3. Rebotes en el fondo marino

Para el caso particular del fondo marino, en principio se podría hacer un estudio análogo al de la superficie. Sin embargo, resulta más complejo debido a la irregularidad de este. El fondo marino está formado por distintas capas sedimentarias y puede estar compuesto por diferentes materiales (por ejemplo, fondos rocosos).

El cálculo de las pérdidas debido a la reflexión y refracción en el fondo depende entonces no solo de los ángulos de incidencia de los rayos y las características de los medios (agua-fondo marino) sino también de los sedimentos que lo forman, requiriendo entonces un análisis más detallado.

2.5.4. Zonas de convergencia

Cuando se da la propagación de sonido desde una fuente hacia un receptor, ambos en aguas poco profundas, se generan las llamadas zonas de convergencia.

Considerando el perfil de velocidad simplificado formado por dos gradientes, primero uno negativo hasta una profundidad de aproximadamente 1000 m y otro positivo a partir de este; los rayos transmitidos se refractan hacia abajo debido a la disminución de temperatura, hasta que alcanzan las profundidades en las que el gradiente se vuelve positivo (por el aumento en la presión) curvándose nuevamente hacia arriba. A lo largo de estas zonas, se genera una acumulación de los rayos lo que provoca un reforzamiento de la señal.

2.5.5. Canal acústico profundo

El perfil de velocidad para latitudes medias presenta un mínimo de velocidad a una profundidad cercana a 1000 m con dos gradientes, uno positivo y otro negativo. Si se coloca una fuente emitiendo en cercanías a esta profundidad y si el ángulo de emisión es lo suficientemente pequeño, la señal acústica se refracta hacia arriba y hacia abajo, quedando confinada en lo que se conoce como canal acústico profundo. De esta manera la señal acústica es capaz de viajar largas distancias. La profundidad a la que la velocidad se hace mínima se conoce como eje del canal de sonido.

En este caso, no hay rebotes en la superficie ni en el fondo marino por parte de la señal acústica, por lo que las pérdidas de transmisión se dan únicamente debido a la divergencia geométrica y la absorción.

2.5.6. Canal acústico confiable

Este caso se da cuando se posiciona un transmisor a una gran profundidad y un receptor en cercanías de la superficie. Así, los rayos sonoros se curvan hacia arriba (zonas de menor velocidad) llegando al receptor sin tener interacción alguna con el fondo marino o la superficie. Así, los rayos sonoros son insensibles a los efectos en dichas zonas. Por eso es que se habla de un canal confiable.

2.6. Multitrayecto

Al estar limitado el medio acuático tanto por la superficie como por el fondo marino, las ondas sonoras chocan durante su propagación con estos, generando reflexiones. Cuando esto sucede, la señal emitida puede viajar a través de diferentes caminos hasta llegar al receptor. Además, esta multiplicidad de caminos se da como se vio en el apartado anterior, por la forma del perfil de velocidad y la posición de fuente y receptor.

La existencia de una variedad de caminos se traduce en un retardo de tiempo variable debido a las diferentes distancias recorridas por cada pulso emitido. En aquellos casos en los que la fuente es poco directiva (fuentes omnidireccionales), los rayos se emiten en un número mayor de direcciones generando más reflexiones, lo que se traduce en un receptor captando mayor cantidad de retardos.

Así, al receptor llegan diferentes copias de la señal, cada una con una atenuación y retardo diferente respecto del pulso originalmente emitido. La consecuencia directa son fluctuaciones ya sea de amplitud o fase de la señal recibida, que dan como resultado un fenómeno conocido

como desvanecimiento o *fading*. En las comunicaciones subacuáticas, estos efectos resultan ser factores altamente problemáticos y restrictivos.

2.7. Otros factores que afectan la propagación acústica

En la propagación acústica, como se vio en los apartados anteriores, toma relevancia la influencia de los perfiles de velocidad del sonido y las pérdidas debidas a la divergencia geométrica o los efectos de absorción y rebotes.

Sin embargo, considerar solo estos efectos supondría un caso ideal para el estudio de medios subacuáticos. Esto es así dado que existen otros aspectos relevantes que pueden afectar y modificar la propagación acústica. Algunos de estos otros efectos se revisan brevemente en este apartado.

2.7.1. Burbujas de aire

Las burbujas de aire en el agua de mar se forman principalmente por el movimiento del agua en la superficie, pero también por el desplazamiento de los cascos de barcos que navegan por esta.

Debido a esto, se genera una capa no homogénea en la superficie, que modifica fuertemente las características acústicas del medio de propagación. Este proceso disminuye a medida que aumenta la profundidad, dado que la presión hidrostática contrarresta la existencia de burbujas. Para profundidades mayores a los 10 m o 20 m el efecto de las burbujas de aire puede ser descartado.

Sin embargo, en las zonas donde su efecto debe ser tenido en cuenta, se tienen consecuencias tales como: atenuación adicional debido a la dispersión de la onda transmitida, o una modificación local de la velocidad del sonido provocando refracción en la capa superficial.

2.7.2. Ruido

Al momento de establecer una comunicación se deben tener en cuenta no sólo aquellos aspectos relacionados con la degradación de la propia señal transmitida (atenuaciones, absorciones, etc.), sino también aquellos que impiden que estas sean captadas correctamente por el receptor. Este es el caso del ruido.

En el medio subacuático, el ruido ambiente viene dado por dos fuentes bien diferenciadas: las naturales y aquellas relacionadas con la actividad humana. La primera de ellas, consiste en fuentes de ruido provenientes de la actividad biológica y sísmica; las mareas, el viento, las olas y la lluvia. Por su parte, las fuentes de ruido externas al propio medio subacuático que están relacionadas con la actividad humana, son principalmente la navegación de barcos y buques.

En general se divide el espectro del ruido ambiental en función de la frecuencia, indicando para cada banda de interés cuál es la fuente de ruido predominante. En la figura 2.11 se observa un espectro de ruido, dividido en diferentes bandas de frecuencia. Cada una de estas bandas puede asociarse con las distintas fuentes de ruido que es posible que estén presentes en el medio subacuático [4][7]:

- Banda I: Comprende frecuencias por debajo de 1 Hz. Está asociada al ruido originado por mareas y olas, y a la actividad sísmica.
- Banda II: asociada a las turbulencias, esta banda está comprendida en frecuencias menores a los 20 Hz y posee una pendiente de entre -8 y -10 dB por octava.
- Banda III: la fuente de ruido que caracteriza esta banda es el tráfico de barcos. Las frecuencias de interés se encuentran comprendidas entre los 20 Hz y hasta los 500 Hz.

- Banda IV: comprende frecuencias desde los 500 Hz hasta valores próximos a los 100 kHz. La fuente de ruido principal en esta banda es el viento.
- Banda V: su región de validez comprende frecuencias mayores a los 100 kHz, y se debe al ruido térmico debido al movimiento molecular en el agua.

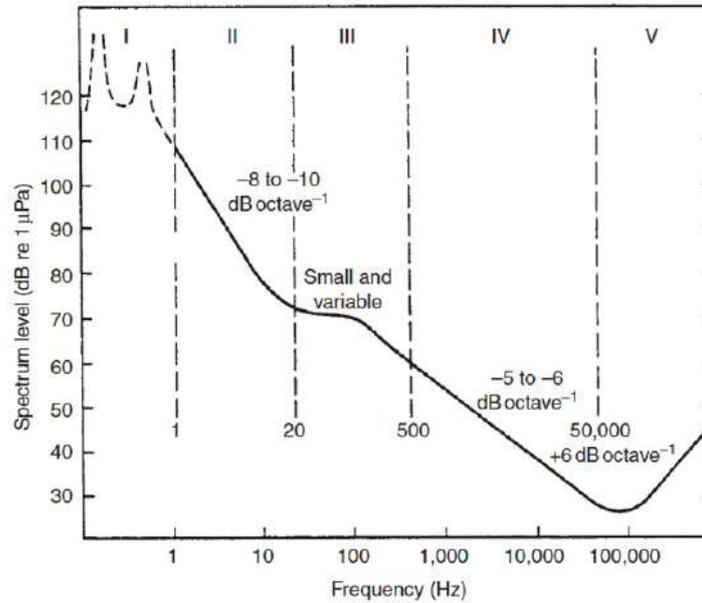


Figura 2.11: Espectro de ruido en función de la frecuencia. El nivel de ruido se expresa en dB con referencia a $1\mu\text{Pa}$. Fuente: Etter, 5ta edición, capítulo 7.

2.7.3. Efecto Doppler

Consiste en un cambio de la frecuencia de la señal emitida debido al movimiento relativo entre emisor y receptor, dado que por ejemplo quienes participan de la comunicación pueden ser barcos o buques navegando.

Sin embargo, se puede dar el caso en que tanto emisor y receptor estén completamente quietos y aun así observarse el efecto Doppler. En este caso debe tenerse en cuenta la propia naturaleza dinámica del medio subacuático en el que existen movimiento de masas de agua (olas en la superficie o corrientes internas), afectando la propagación de la onda acústica.

Para determinar cómo es esta variación de frecuencia se considera el caso de una fuente transmitiendo impulsos con un periodo regular T_0 , que se encuentra a una distancia D del receptor. Si no existe una variación en la distancia, cada pulso emitido llega al receptor luego de un tiempo $t = D/c$. Por lo tanto el periodo de la señal no se ve alterado y la frecuencia permanece igual a $f_0 = 1/T_0$.

Ahora bien, si la distancia D varía, por ejemplo disminuye con el tiempo, ahora toma la forma $D(t) = D - v_0 t$ siendo v_0 la velocidad relativa entre emisor y receptor.

Si el primer pulso fue transmitido en $t=0$, llega al receptor en $t_1 = D(t_1)/c$. El segundo pulso transmitido en $t=T$ llega entonces en un tiempo

$$t_2 = T + \frac{D(t_2)}{c} = T + \frac{D(t_1) - v_0(t_2 - t_1)}{c} \quad (2.34)$$

El tiempo comprendido entre dos recepciones sucesivas se obtiene como

$$t_2 - t_1 = \frac{T}{1 + \frac{v_0}{c}} \quad (2.35)$$

De la ecuación anterior se ve que existe una variación relativa de la frecuencia dada por la ecuación

$$f = \frac{1 + \frac{v_0}{c}}{T} = f_0 \left(1 + \frac{v_0}{c}\right) \quad (2.36)$$

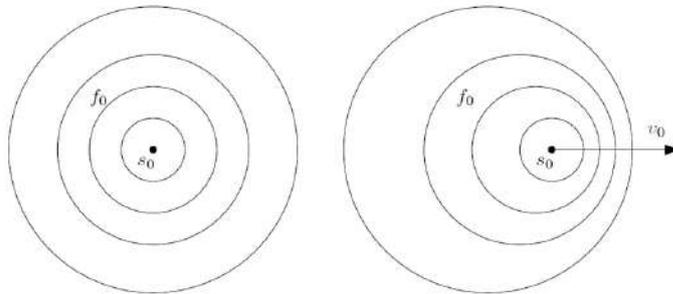


Figura 2.12: Efecto Doppler en la emisión de una fuente. Izquierda: Fuente S_0 emitiendo de forma omnidireccional a una frecuencia f_0 . Derecha: Efecto Doppler debido al movimiento de la fuente a una velocidad v_0 .

Capítulo 3

Piezoelectricidad

3.1. El efecto piezoeléctrico

Se denomina efecto piezoeléctrico al fenómeno en el que ciertos materiales de estructura cristalina, como el cuarzo y los cerámicos, producen una polarización neta distinta de cero en una dirección al ser sometidos a una tensión mecánica (efecto piezoeléctrico directo). De manera inversa, si estos materiales son sometidos a un campo eléctrico, sufren una deformación mecánica proporcional al campo (efecto piezoeléctrico indirecto). Es por eso que se lo denomina “piezoelectricidad”. La palabra piezo viene del griego y significa “presionar”, ergo, un material que genera electricidad al ser presionado. Cabe aclarar que al ser los materiales piezoeléctricos sólidos cristalinos, estos son anisotrópicos. En otras palabras, todas las constantes que rigen el comportamiento mecánico y eléctrico del material son dependientes de la dirección en la que se esté trabajando, y por lo tanto varían con esta.

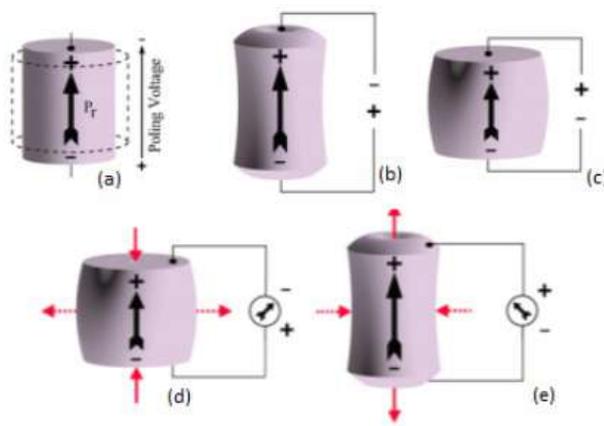


Figura 3.1: Fenómeno de piezoelectricidad para diferentes casos.

En la figura 3.1 se observa que: En (a) se tiene un piezoeléctrico cilíndrico con polarización remanente producto de una tensión de polarización (*Polling Voltage*) aplicada de abajo hacia arriba; en la figura (b) se aplica una tensión eléctrica en el sentido de la tensión de polarización y el piezoeléctrico se estira, mientras que en la (c) el campo se aplica en sentido opuesto a la polarización y el piezoeléctrico se comprime; en la figura (d) para una fuerza de compresión se genera una polarización en sentido a la tensión de polarización aplicada y en la figura (e) la fuerza de estiramiento genera una polarización en sentido opuesto a la tensión de polarización usada.

Este fenómeno fue descubierto en 1880 por los hermanos Jacques y Pierre Curié al estudiar los efectos de la tensión mecánica en los cristales de cuarzo. Con el pasar de los años

(1920) los estudios sobre la estabilidad de estos cristales ha permitido implementarlos como resonadores para osciladores (los llamados osciladores de cuarzo) [9].

3.2. Polarización

El problema de los cristales de cuarzo es la baja intensidad de señal generada, lo que se resolvió con la aparición de los piezoeléctricos cerámicos. Estos cerámicos de estructura cristalina presentan naturalmente sus dipolos desordenados, siendo el efecto piezoeléctrico generado casi nulo (polarización neta casi cero). Sin embargo, al ser sometidos a un proceso de reordenamiento de dipolos, pueden llegar a presentar intensidades de carga mucho más altas.

El proceso de reordenamiento se basa en elevar al cerámico a una alta temperatura (nunca superior a la temperatura de Curie) y aplicarle un campo eléctrico de alta intensidad, reordenando así los dipolos en dirección al campo eléctrico aplicado, y produciendo una elongación del material en la misma dirección. Luego, al enfriarse el cerámico, los dipolos no pueden volver fácilmente a su estado natural. Al contrario, mantienen en cierta forma el nuevo ordenamiento dado, produciendo la llamada polarización remanente. Así, al aplicarse una tensión mecánica en la dirección para la cual se ordenaron los dipolos, la nueva polaridad eléctrica generada es mucho más alta que la natural. Lo mismo pasa con la deformación mecánica generada al aplicarle un campo eléctrico [10].

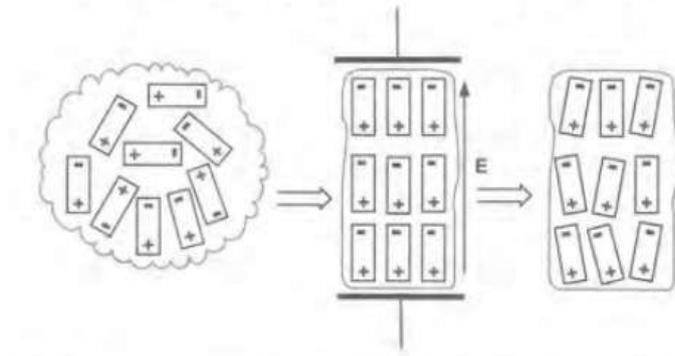


Figura 3.2: A la izquierda el piezoeléctrico cerámico se encuentra en su estado natural, con los dipolos desordenados; en el medio se aplica un campo eléctrico que reordena los dipolos en la dirección y sentido deseado; a la derecha se deja de aplicar el campo eléctrico pero una polarización remanente permanece.

Si se le aplica al cerámico una temperatura mayor a la de Curie, los dipolos desaparecen. Al enfriarse, se generan nuevamente y de manera totalmente aleatoria, perdiéndose la polaridad generada con el campo aplicado.

3.3. Ecuaciones

En el siguiente apartado se hará una breve presentación de cada una de las ecuaciones que rigen el efecto piezoeléctrico [11].

Como se mencionó, el efecto piezoeléctrico directo se basa en la aparición de una polarización en el material a raíz de una tensión mecánica. La relación se rige por la siguiente ecuación:

$$P_{pe} = d \times T \quad (3.1)$$

Siendo P el vector de polarización, d la constante de carga piezoeléctrica y T la tensión

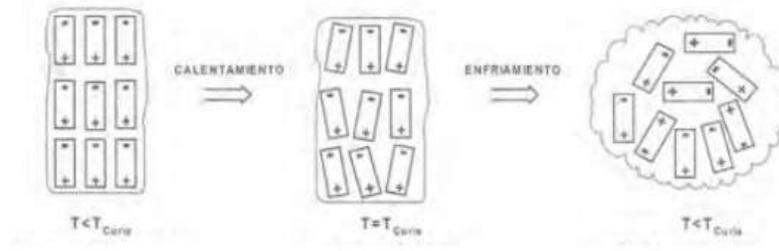


Figura 3.3: Un cristal con polarización remanente se calienta a una temperatura igual o superior a su temperatura de Curie. Al enfriarse, la polarización remanente se pierde (el dato de la temperatura de Curie es entregado por el fabricante y es muy importante a la hora de soldar cables a sus terminales).

mecánica. El subíndice $ipej$ se utiliza para referirse a polaridades, tensiones y deformaciones producto del efecto piezoeléctrico.

De manera inversa, la deformación mecánica producida a partir de la aplicación de un campo eléctrico viene dada por:

$$S_{pe} = d \times E \quad (3.2)$$

$$S_{pe} = g \times D \quad (3.3)$$

Siendo S la deformación mecánica, E el campo eléctrico aplicado, D el desplazamiento eléctrico y g la constante de voltaje piezoeléctrica.

Así, a partir de las relaciones elásticas dadas por:

$$S = s \times T \quad (3.4)$$

$$T = c \times S \quad (3.5)$$

en las que s es el coeficiente elástico (la inversa del módulo de Young) y c el módulo de Young, se puede obtener:

$$P_{pe} = d \times T = d \times c \times S = e \times S \quad (3.6)$$

$$T_{pe} = c \times S_{pe} = c \times d \times E = e \times E \quad (3.7)$$

Siendo e la constante de tensión mecánica piezoeléctrica.

Cabe aclarar que las ecuaciones (3.6) y (3.7) solo tienen en cuenta el efecto piezoeléctrico para la generación de polarización o deformación mecánica. No obstante, una deformación mecánica S puede deberse a una tensión mecánica externa T (cómo muestra la ecuación (3.4)), al igual que el desplazamiento eléctrico D puede darse por la aplicación de un campo eléctrico externo E tal cómo indica la ecuación (3.8).

$$D = \epsilon \times E \quad (3.8)$$

Donde ϵ es la permitividad eléctrica o constante dieléctrica. Así, las ecuaciones completas quedan cómo:

$$D = P_{pe} + \epsilon \times E \quad (3.9)$$

$$S = s \times T_{pe} + s \times T \quad (3.10)$$

Un hecho a tener en cuenta es el efecto piezoeléctrico sobre las constantes de permitividad eléctrica y elástica. Se toma de ejemplo al desplazamiento eléctrico D , y se aplica un campo E , de manera que $D = \epsilon \times E$. Ahora bien, por lo visto, el campo eléctrico E también producirá una deformación mecánica $S_{pe} = d \times E$. No solo eso, la deformación mecánica S_{pe} produce por efecto piezoeléctrico una polarización $P_{pe} = e \times S_{pe}$ que se opondrá al desplazamiento eléctrico generado por el campo externo E . Así, el verdadero desplazamiento eléctrico D se calcula cómo:

$$D = \epsilon \times E + P_{pe} = \epsilon \times E + e \times S_{pe} = \epsilon \times E + e \times d \times E = \bar{\epsilon} \times E \quad (3.11)$$

Considerando el mismo razonamiento si se aplica una tensión mecánica externa:

$$S = s \times T + S_{pe} = s \times T + d \times E_{pe} = s \times T + \frac{T_{pe}}{c} = \bar{s} \times T \quad (3.12)$$

Luego, las ecuaciones (3.8) y (3.9) se reescriben cómo:

$$D = P_{pe} + \bar{\epsilon} \times E \quad (3.13)$$

$$S = s \times T_{pe} + \bar{s} \times T \quad (3.14)$$

3.4. Constantes piezoeléctricas

En el siguiente apartado se hará mención sobre las distintas constantes que rigen el comportamiento piezoeléctrico [12][13][14].

3.4.1. Subíndices

Como se mencionó anteriormente, los piezoeléctricos son materiales anisotrópicos y sus constantes dependen de la dirección en la que se esté trabajando. Por ello, se agrega a dichas constantes los subíndices correspondientes para marcar una dirección.

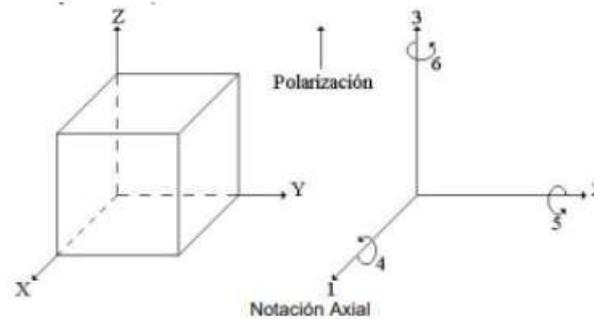


Figura 3.4: Los ejes X, Y y Z corresponden a las direcciones 1, 2 y 3 respectivamente; y cada una de sus rotaciones cómo 4, 5 y 6. Por convención se toma al eje Z (subíndice 3) como la dirección de polarización positiva del piezoeléctrico.

3.4.2. Constante de carga piezoeléctrica (d)

La constante de carga piezoeléctrica, d , se define cómo la polarización generada P por unidad de tensión mecánica T . De igual manera, se puede definir cómo la deformación mecánica S por unidad de campo eléctrico E aplicado. Se las suele expresar con las unidades C/N y m/V respectivamente. Entre más alta sea esta constante mejor es el desempeño del material para funcionar cómo un actuador.

El primer subíndice indica la dirección donde se induce la polarización o se aplica el campo eléctrico, mientras que el segundo subíndice indica la dirección donde se induce la deformación mecánica o se aplica una tensión mecánica. Por ejemplo:

- d_{33} : indica la polarización inducida en la dirección 3 (eje Z) por unidad de tensión mecánica aplicada en la dirección 3, al igual que puede indicar la deformación mecánica inducida en la dirección 3 por unidad de campo eléctrico aplicado en la dirección 3.
- d_{31} : indica la polarización inducida en la dirección 3 (eje Z) por unidad de tensión mecánica aplicada en la dirección 1, al igual que puede indicar la deformación mecánica inducida en la dirección 1 por unidad de campo eléctrico aplicado en la dirección 3.

3.4.3. Constante de voltaje piezoeléctrico (g)

La constante de voltaje piezoeléctrico, g , se define cómo el campo eléctrico generado por unidad de tensión mecánica T . De igual manera, se puede definir cómo la deformación mecánica S por unidad de desplazamiento eléctrico D aplicado. Se la suele expresar con las unidades mV/N o m²/C.

El primer subíndice indica la dirección donde se induce el campo eléctrico, mientras que el segundo subíndice indica la dirección donde se induce la deformación mecánica al igual que la dirección donde se aplica una tensión mecánica. Por ejemplo:

- g_{33} : indica el campo eléctrico inducido en la dirección 3 (eje Z) por unidad de tensión mecánica aplicada en la dirección 3, al igual que puede indicar la deformación mecánica inducida en la dirección 3 por unidad de desplazamiento eléctrico aplicado en la dirección 3.
- g_{31} : indica el campo eléctrico inducido en la dirección 3 (eje Z) por unidad de tensión mecánica aplicada en la dirección 1, al igual que puede indicar la deformación mecánica inducida en la dirección 1 por unidad de desplazamiento eléctrico aplicado en la dirección 3.

3.4.4. Factor de acoplamiento electromecánico (k)

Es un factor que indica la efectividad con la que un material piezoeléctrico transforma la energía eléctrica en mecánica y viceversa. El primer subíndice indica la dirección en que los electrodos están aplicados, mientras que el segundo, la dirección en que se aplica la tensión mecánica. Se buscan grandes valores de k para mayor eficiencia en conversión de energía. Los valores típicos considerados como buena eficiencia rondan entre los 0,6 y 0,7.

Tomando como ejemplo un piezoeléctrico cilíndrico con forma de varilla, cuyo largo (dirección de polarización) es mucho mayor que su radio (>10 veces) se pueden tener factores cómo:

- k_{33} : indica el factor de acoplamiento de un campo generado en la dirección 3 para una vibración en la dirección 3 (resonancia longitudinal o transversal).
- k_{31} : indica el factor de acoplamiento de un campo generado en la dirección 3 para una vibración en la dirección 1.

Ahora bien, en el caso que el piezoeléctrico tenga un radio mayor a su longitud (un disco), entonces el factor es indicado con otra nomenclatura:

- k_t : indica el factor de acoplamiento axial de un campo generado en la dirección 3 para una vibración en la dirección 3. Se suele cumplir que las frecuencias de resonancia transversales de este tipo de piezoeléctricos son mucho mayores a la de las varillas, no obstante, $k_t < k_{33}$.
- k_p : indica un factor de acoplamiento planar o radial de un campo generado en la dirección 3 para vibraciones conjuntas en las direcciones 1 y 2.

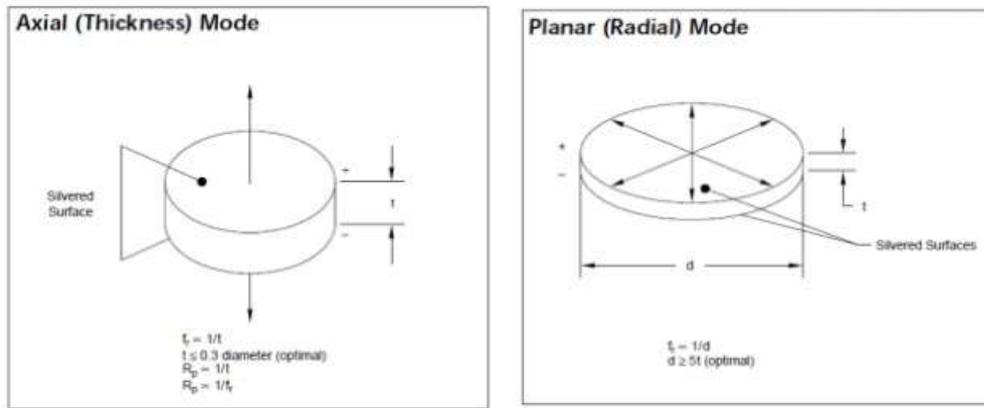


Figura 3.5: A la izquierda el modo de resonancia axial regido por k_t ; a la derecha el modo de resonancia planar o radial regido por k_p . [3]

3.4.5. Constante de frecuencia piezoeléctrica (N)

Describe la relación entre la geometría de un piezoeléctrico y su correspondiente frecuencia de resonancia serie f_s . Según a qué modo de resonancia se refiera, N puede cambiar.

La constante de frecuencia en modo radial se relaciona con el diámetro D del material:

$$N_P = f_s \times D \quad (3.15)$$

La constante de frecuencia en modo axial se relaciona con el grosor h del material:

$$N_T = f_s \times h \quad (3.16)$$

La constante de frecuencia en modo longitudinal se relaciona con la longitud l del material:

$$N_L = f_s \times l \quad (3.17)$$

3.4.6. Factor de calidad mecánica (Q_m)

Indica el amortiguamiento de un material piezoeléctrico determinado a partir del ancho de banda de 3 dB alrededor de la frecuencia de resonancia serie. Es totalmente análogo al factor de calidad de un filtro RLC.

3.5. Modelo circuital equivalente

3.5.1. Obtención del modelo

Se parte de la premisa que a un material piezoeléctrico de masa m y espesor e se le aplica una fuerza F , provocando una deformación x . Si se tiene en cuenta los comportamientos inercial, elástico y viscoso del material, debe aparecer una sumatoria de fuerzas que contrarresten a la fuerza F , tal cómo se muestra en la ecuación (3.18) [11].

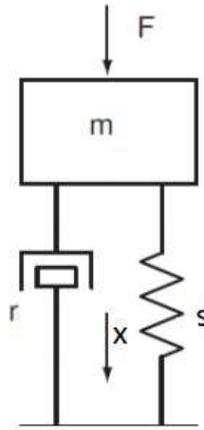


Figura 3.6: Modelo mecánico del piezoeléctrico.

$$F = m \frac{d^2x}{dt^2} + r \frac{dx}{dt} + sx \quad (3.18)$$

Donde r es el coeficiente de rozamiento (viscosidad) y s la constante elástica. Por otro lado, debido al efecto piezoeléctrico, aparecerá una carga q de valor directamente proporcional a la deformación x e inversamente proporcional al espesor e :

$$q = \frac{k}{e}x \quad (3.19)$$

Siendo k una constante para indicar proporcionalidad. Si los bornes del piezoeléctrico se cortocircuitan aparecerá una corriente i regida por la ecuación:

$$i = \frac{dq}{dt} = \frac{k}{e} \frac{dx}{dt} = K \frac{dx}{dt} \quad (3.20)$$

De la ecuación (3.20) se puede ver que la corriente i depende de la variación de la deformación, y que en caso de ser esta última constante, la corriente tenderá a anularse. Agrupando las ecuaciones (3.18) y (3.20) se obtiene:

$$F = \frac{m}{K} \frac{di}{dt} + \frac{r}{K} i + \frac{s}{K} \int i dt \quad (3.21)$$

Se puede ver que la ecuación (3.21) es similar a la que rige el comportamiento de un circuito RCL serie, luego se puede modelar cómo:

$$V = \lambda \times F = R_p i + L_p \frac{di}{dt} + C_p \int i dt \quad (3.22)$$

En donde λ es un factor de conversión dimensional.

El modelo de la figura 3.7 no se encuentra completo. Si se quiere medir la polarización del piezoeléctrico, se requiere adherir un par de conectores eléctricos en cada uno de sus bornes

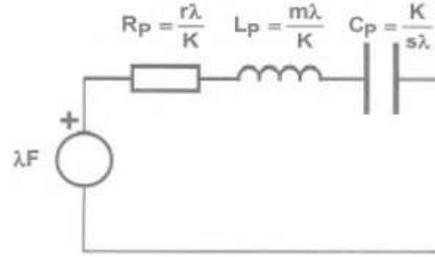


Figura 3.7: Modelo RCL para el comportamiento del piezoeléctrico [10].

(electrodos). Esto no es otra cosa más que un capacitor, que influye en el modelo ya presentado. El valor de esta capacitancia está dada por:

$$C = \epsilon \frac{A}{e} \quad (3.23)$$

Siendo ϵ la permitividad eléctrica del piezoeléctrico, A el área de los electrodos y e el espesor del piezoeléctrico. Como ya se mencionó, C corresponde a la capacidad física del objeto, y no tiene nada que ver con la capacidad producida del efecto piezoeléctrico. Por ende, para considerar la capacitancia del piezoeléctrico C_p se deberá tener en cuenta tanto la capacitancia del efecto piezoeléctrico C_1 y la capacitancia física C_2 . Cabe aclarar que C_2 suele ser mucho más grande que C_1 . El nuevo modelo queda cómo:

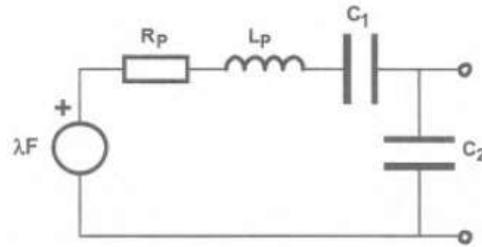


Figura 3.8: Modelo RCL de comportamiento del piezoeléctrico completo.

El equivalente serie de las capacitancia determina la capacitancia del piezoeléctrico C_p , mientras que el equivalente paralelo determina la capacitancia C vista desde una carga agregada:

$$\frac{1}{C_p} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \quad (3.24)$$

$$C = C_1 + C_2 \quad (3.25)$$

$$C_2 = \frac{C + \sqrt{C^2 - 4\frac{K}{\lambda_s}C}}{2} \quad (3.26)$$

$$C_1 = \frac{C - \sqrt{C^2 - 4\frac{K}{\lambda_s}C}}{2} \quad (3.27)$$

La tensión a la salida (entre los bornes) a circuito abierto ($Z = \infty$) es:

$$V_0 = \lambda F \frac{C_p}{C_2} \frac{1}{\sqrt{(1 - \omega^2 L_p C_p)^2 + \omega^2 R_p^2 C_p^2}} \quad (3.28)$$

Teniendo en cuenta que $C_2 \sim C_1$ y reemplazando los valores de R_p , C_p y L_p se obtiene:

$$V_0 = \frac{Ke}{s\epsilon A} \frac{1}{\sqrt{(s - \omega^2 m)^2 + \omega^2 r^2}} F \quad (3.29)$$

De la ecuación (3.29) se puede obtener una transferencia cómo la mostrada en la figura 3.9.

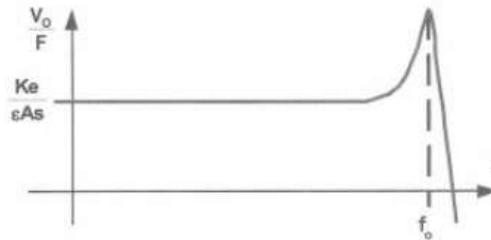


Figura 3.9: Transferencia en función de la frecuencia.

Con f_0 la frecuencia de resonancia:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{m}{s}}} \quad (3.30)$$

Ahora bien, si no se asumiera a circuito abierto y se carga al sistema con una impedancia Z , en la respuesta de la transferencia aparece un cero en el origen.

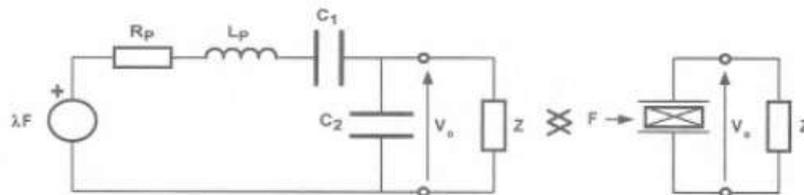


Figura 3.10: Modelo equivalente con impedancia cargada.

Se ve que al aplicarse una fuerza constante, C_1 se carga totalmente y la tensión a la salida V_0 disminuye hasta llegar a cero. Por lo tanto, no se puede mantener una tensión constante a la salida aplicando una fuerza constante. La única forma de mantener una tensión constante a la salida es aplicando una Fuerza dinámica.

3.5.2. Cálculo de componentes

Como se analizó, el piezoeléctrico puede modelarse a partir de un circuito eléctrico como el de la figura 3.8, con una transferencia igual a la mostrada en la figura 3.9. Por ello, uno de los usos principales de este tipo de materiales es como resonador o filtro RLC, modelado cómo [12]:

Así pues, a la frecuencia de resonancia f_r el valor de impedancia es mínimo. Mientras que existe una segunda frecuencia de interés, la de antiresonancia f_a , donde la impedancia es máxima.

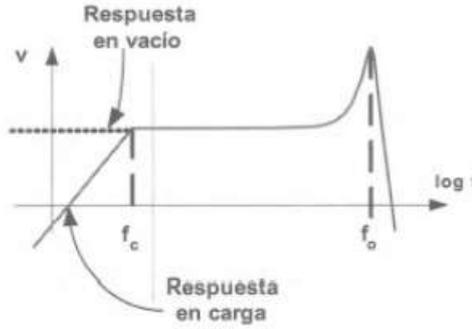


Figura 3.11: Transferencia en función de la frecuencia con impedancia cargada.

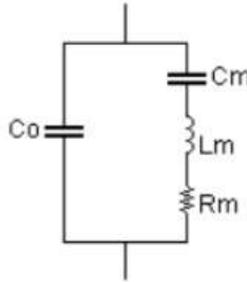


Figura 3.12: Modelo circuital resonador RLC.

Es posible entonces, obtener a partir de mediciones los valores de C_m , L_m , R_m y C_0 del equivalente circuital. Para ello se utilizan las topologías de la figura 3.14.

Haciendo uso del circuito mostrado en la figura 3.14(a) se puede obtener la frecuencia de resonancia f_r . V_1 y V_2 son las tensiones de entrada y salida respectivamente, R_1 debe ser mayor a R_m del piezoeléctrico y se inyecta como entrada (V_1) un tono de frecuencia variable. A la frecuencia de resonancia, la impedancia del piezoeléctrico es mínima, y por ende, V_2 alcanza su valor mínimo. Además, la impedancia inductiva y capacitiva se cancelan (por estar en resonancia), por lo que la impedancia mínima se puede asumir como R_m únicamente. Utilizando los valores medidos de V_1 y V_2 a la frecuencia de resonancia se puede obtener el valor de R_m :

$$V_2 = \frac{R_m}{(R_1 + R_m)} V_1 \quad (3.31)$$

Del circuito mostrado en la figura 3.14(b) se puede obtener la frecuencia de antiresonancia f_a , donde R_2 debe ser mucho menor a la impedancia del piezoeléctrico en resonancia. Entonces, a esta frecuencia de antiresonancia, la impedancia del piezoeléctrico es máxima, y por ende, V_2 alcanza su valor mínimo.

Midiendo la capacitancia del piezoeléctrico a una frecuencia mucho más baja que la de resonancia, por ejemplo 1 KHz, se encuentra un valor de capacitancia C_{lf} siendo esta la suma de C_0 con C_m .

$$C_{lf} = C_0 + C_m \quad (3.32)$$

Utilizando los valores de f_r , f_a , C_{lf} y R_m se pueden calcular otras características de importancia para el modelo circuital:

$$\frac{C_0}{C_m} = \frac{f_r^2}{f_a^2 - f_r^2} \quad (3.33)$$

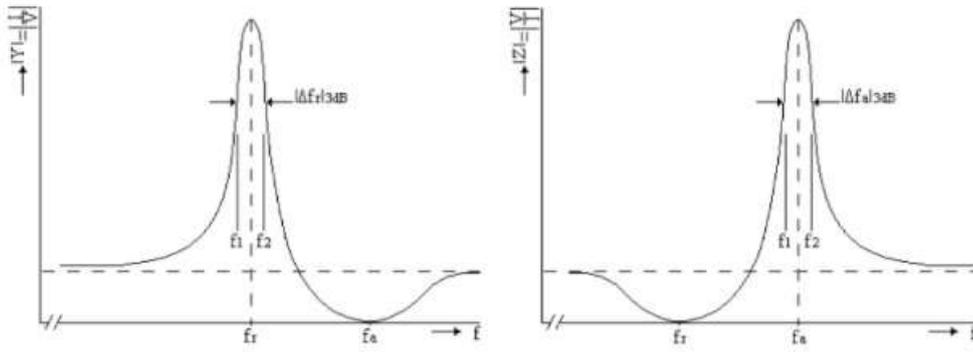


Figura 3.13: Admitancia (Y) vs frecuencia; Impedancia (Z) vs frecuencia.

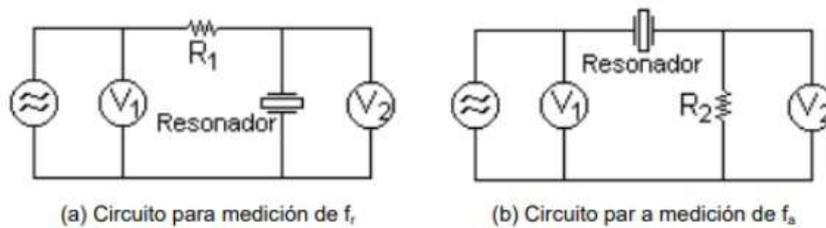


Figura 3.14: Circuitos utilizados para medir la frecuencia de resonancia y antirresonancia respectivamente.

$$C_m = \frac{C_{lf}}{1 + \left(\frac{C_0}{C_m}\right)} \quad (3.34)$$

$$L_m = \frac{1}{\omega_r^2 C_m} \quad (3.35)$$

$$C_0 = C_{lf} - C_m \quad (3.36)$$

$$Q_m = \frac{1}{\omega_r C_m R_m} \quad (3.37)$$

3.6. Aplicaciones

Se realizará una breve descripción de las aplicaciones que pueden realizarse utilizando materiales piezoeléctricos [10].

3.6.1. Sensores de Fuerza, presión y aceleración

Se considera nuevamente la premisa del piezoeléctrico a circuito abierto. Si se pretende utilizarlo como sensor de fuerza, lo que se busca es obtener una salida linealmente proporcional a la fuerza/presión que se le está ejerciendo. Por ende, observando la transferencia presentada en las ecuaciones (3.28), (3.29) y en la figura 3.9, se busca trabajar en la zona lineal. De esta manera se pueden descartar los aportes inductivos y resistivos en la transferencia (debido a que la constante depende únicamente de las capacitancias). Así, el circuito toma la forma:

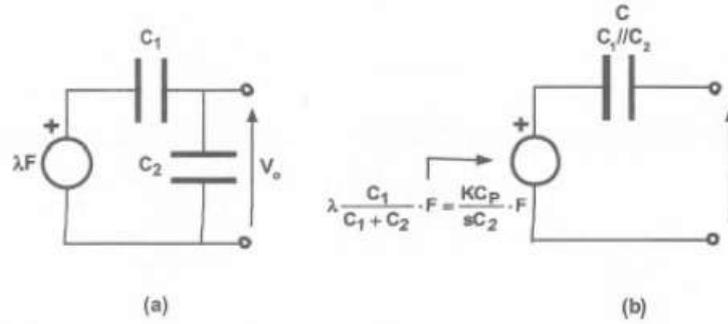


Figura 3.15: Modelo circuital en zona lineal.

En la Figura 3.15(a), se observa el nuevo modelo circuital que sólo es válido mientras se trabaje en la zona lineal. En la Figura 3.15(b), se presenta su equivalente de Thevenin, indicando lo que “ve” una impedancia cuando se carga a la salida. Así, se puede obtener una carga proporcional a la fuerza aplicada. Usualmente, los valores de C son entregados por el fabricante, ya que de ellos depende la sensibilidad del piezoeléctrico, cómo se ve en la ecuación (3.28), y por ende, el valor de tensión obtenido.

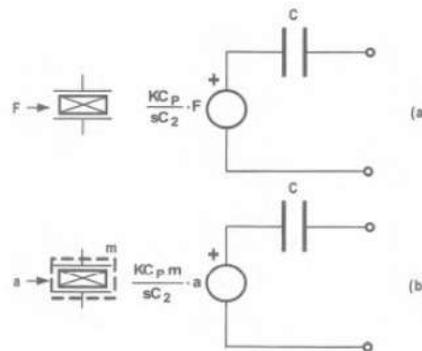


Figura 3.16: Ejemplos de cargas equivalentes.

El problema surge al intentar medir, dado que esto requiere cargar al piezoeléctrico con la impedancia Z del instrumento de medición, modificando así la transferencia del sistema. Aunque la impedancia fuera idealmente resistiva pura, aparecerá un cero en el origen, reduciendo el margen de la zona lineal o zona de trabajo.

Sensores dinámicos

Cpmo se mencionó, la medición carga al piezoeléctrico, reduciendo la zona de trabajo. No obstante, utilizando márgenes de seguridad, el sistema seguirá funcionando con normalidad. Por ejemplo, trabajando por sobre 10 veces la frecuencia de corte inferior y 10 veces por debajo de la frecuencia de corte.

Lamentablemente, el problema no se acaba aquí. Hasta ahora sólo se habló de una impedancia de carga puramente resistiva. La realidad es que los equipos de medición introducen una carga capacitiva también. Por su parte, los cables introducen capacitancias parásitas. A mayor longitud, mayor capacidad parásita introducen en la medición. Además, introducen resistencias e inductancias parásitas. Por ser estas últimas mucho menores a las propias del piezoeléctrico, se pueden descartar para simplificar el problema.

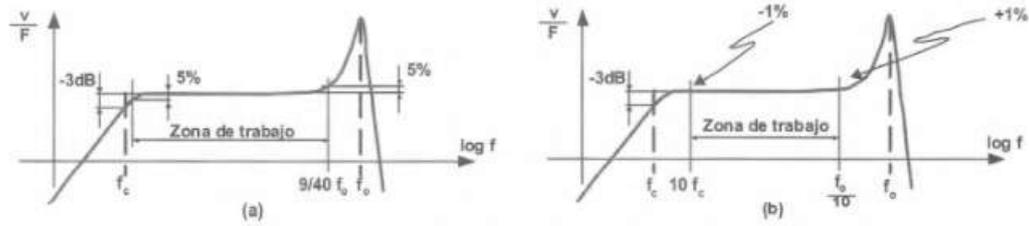


Figura 3.17: En (a) se visualiza la nueva zona de trabajo. En (b), se visualiza de una manera más conservadora, con un error menor al 1%.

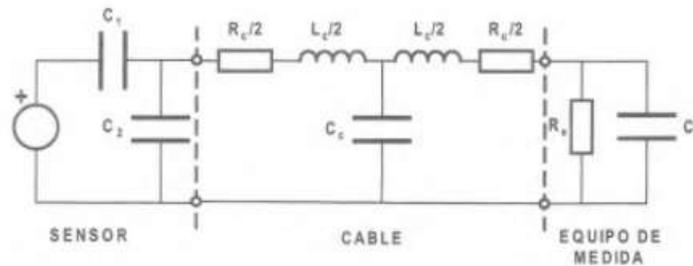


Figura 3.18: Capacitancias, inductancias y resistencias parásitas introducidas por los cables y el equipo de medición.

De la figura 3.19 fácilmente se deduce que la capacitancia parásita total se agrega en paralelo a C_2 , generando así una nueva capacitancia equivalente C_t .

$$C_t = C_2 + C_c + C_e \tag{3.38}$$

Teniendo en cuenta la transferencia de la ecuación (3.28) se observa que la nueva capacidad paralela afecta directamente a la ganancia en la zona lineal de la transferencia. Entre más grande sea la capacidad parásita menor será la ganancia (menor sensibilidad) en la zona plana (zona de trabajo). De la misma manera, se reduce la zona lineal.

Una solución segura a este problema, para independizarse de la carga del equipo de medición, es el llamado pre-amplificador. Este tiene como función cargar con una capacitancia constante al piezoeléctrico y entregar a su salida una tensión constante que no se vea afectada por la carga del equipo de medición. Muchos de estos pre-amplificadores vienen incluidos de fábrica con el piezoeléctrico, por lo que el fabricante brinda toda la información necesaria para utilizarlo correctamente (información sobre tensiones de salida por ejemplo).

De no tener un pre-amplificador, solo se deberán tener en cuenta las precauciones mencionadas para trabajar.

Sensores estáticos

Para el siguiente análisis se utiliza el modelo de carga del piezoeléctrico, ya que usualmente el valor que entrega el fabricante es la sensibilidad de carga y capacitancia correspondiente a este modelo:

Ahora, volviendo a la figura 3.11 se puede ver cuál es el problema para este caso. Realizar mediciones estáticas parecería imposible en primera instancia, dado que esto significa cargar al piezoeléctrico, y si la respuesta es estática, acorde a la transferencia del sistema, no se mediría nada en concreto.

Si se ve desde el punto de vista electrónico, presionar con una fuerza F constante al

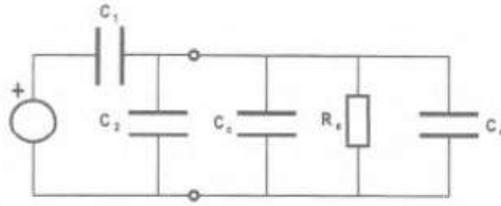


Figura 3.19: Capacitancias parásitas introducidas por los cables y el equipo de medición.

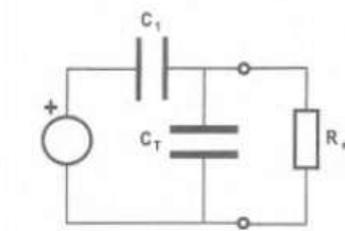


Figura 3.20: Nuevo circuito equivalente teniendo en cuenta la carga resistiva del equipo y todas las capacidades parásitas.

piezoeléctrico ocasiona una carga constante Q . Pero al colocar el instrumento de medición con impedancia Z , el cual verá una capacitancia C (del piezoeléctrico) cargada con una carga Q , se genera una corriente I que agotará dentro de un tiempo t la carga del capacitor (siendo t la constante de tiempo dependiente de la impedancia Z y la capacitancia C).

Para solucionar este problema se recurre a un amplificador de carga, que no es más que un circuito integrador. De acuerdo a la figura 3.21, al presionar con una fuerza constante al piezoeléctrico, se induce una polarización, que genera una corriente que carga al capacitor C_a . Así, a la salida del amplificador aparece una tensión V_0 que es proporcional a la carga, y la cual puede ser medida sin problemas sobre la resistencia R .

3.6.2. Ultrasonido

El efecto piezoeléctrico transforma la energía mecánica en eléctrica, y viceversa. Por eso, un uso destacable (y el de más importancia para este proyecto) es como transductor ultrasónico. El ultrasonido engloba todo el rango de frecuencias que va desde lo máximo que llega a escuchar el oído humano, 20 KHz, hasta unos 500 MHz.

El uso como transductor puede basarse en dos modos:

- Receptor universal, donde se pretende captar cualquier señal posible, ergo, trabajar en un rango extenso de frecuencias. En este caso, se trabaja en toda la zona lineal (figura 3.21) incluyendo la frecuencia de resonancia. El análisis de este modo es similar a lo ya visto sobre el uso de los piezoeléctricos como sensores dinámicos.
- Sistema impulso-eco, el cual se basa en la transmisión de una señal para su futura recepción. Ya sea que la señal rebote o no, que se utilicen uno, dos o más transductores, en este caso se busca trabajar con una portadora determinada. Es por esto, que para este modo de operación (que es el de interés en este proyecto) se pretende trabajar con la frecuencia de resonancia del piezoeléctrico, para así obtener la mayor sensibilidad posible y menor potencia desperdiciada. A continuación se explica más en detalle este modelo.

Cómo se dijo, en el modo impulso-eco se pretende trabajar a la frecuencia de resonancia del piezoeléctrico. Esto no significa que el transductor no pueda trabajar en otras frecuencia,

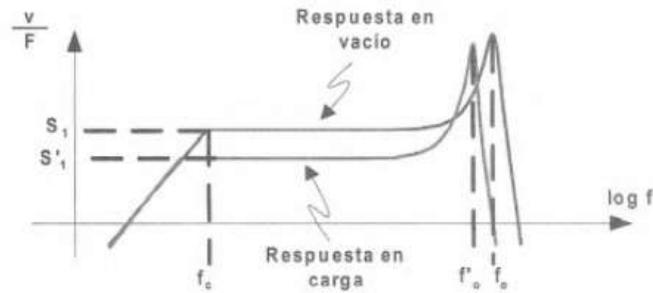


Figura 3.21: Transferencia teniendo en cuenta las capacidades parásitas.

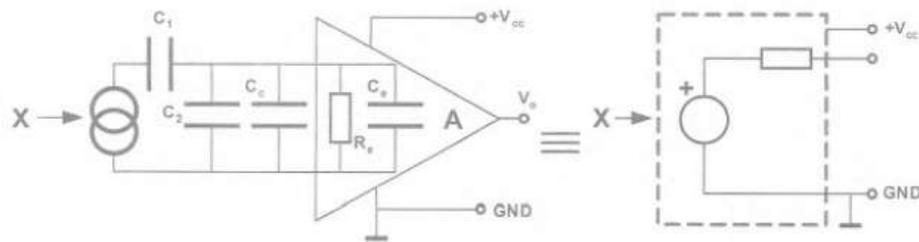


Figura 3.22: A la izquierda el pre-amplificador, a la derecha el nuevo modelo equivalente.

sino que la mayor sensibilidad se producirá a esta frecuencia, desperdiciando la menor cantidad de potencia. Como se analizó en la figura 3.7 el piezoeléctrico puede ser modelado como un circuito RLC. Esto significa, no sólo que trabajar en la frecuencia de resonancia garantiza una mayor sensibilidad en la recepción y eficiencia para la transmisión, sino que el mismo transductor funciona como filtro pasabanda.

3.7. Materiales

Como se mencionó al comienzo de este capítulo, los materiales piezoeléctricos cuentan con una estructura cristalina (pueden ser tanto mono como poli cristalinos), y se pueden diferenciar en dos grandes grupos: materiales naturales y materiales cerámicos (o sintéticos) [11].

3.7.1. Materiales Naturales

En este grupo se incluyen, entre otros, el cuarzo, seguido por la turmalina y la sal de Rochelle. Son materiales que se encuentran en la naturaleza como minerales.

Se caracterizan por tener un alto factor de calidad mecánica Q_m , por lo que su frecuencia de resonancia suele ser muy estable, y sus propiedades perduran con el tiempo. Por otro lado, su factor de acoplamiento mecánico k suele ser muy pequeño. Suelen ser utilizados como estabilizadores de frecuencia.

3.7.2. Materiales Cerámicos

Son materiales que naturalmente no poseen una polarización neta muy grande en cuanto a efecto piezoeléctrico, debido al desorden en sus dipolos. No obstante, mediante el proceso de polarización y ordenamiento de dipolos del que se habló, se pueden conseguir materiales

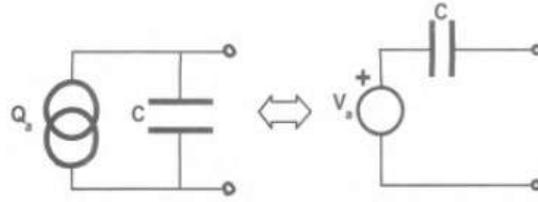


Figura 3.23: Modelo con fuente de carga y modelo con fuente de tensión.

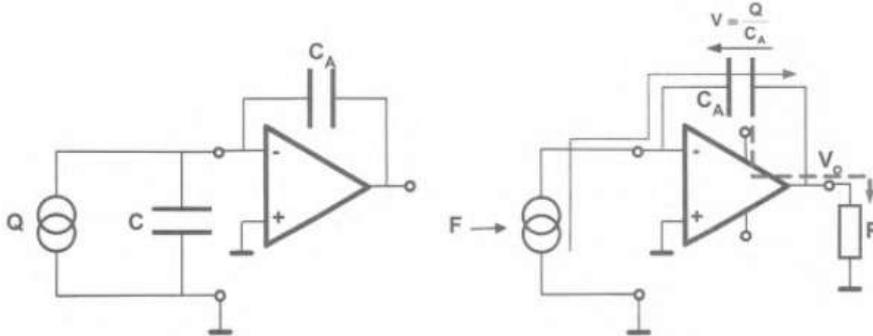


Figura 3.24: Amplificador de carga conectado al piezoeléctrico, donde R representa a la carga del dispositivo de medición.

piezoeléctricos con polarizaciones mucho mayores al cuarzo. Se pueden clasificar en cerámicos poli cristalinos, mono cristalinos, polímeros piezoeléctricos y PZT. Estos últimos forman parte del análisis realizado para el armado de los hidrófonos caseros. En la siguiente sección se brindan algunas de sus características principales.

PZT

Los llamados PZT son cerámicos sintéticos hechos a base de titanio zirconato de plomo. Inicialmente, estos materiales molidos, se compactan en moldes a muy altas temperaturas (alrededor de los 1000 °C), para luego ser enfriados, agregando electrodos en sus extremos, y polarizados por el método ya mencionado.

Su proceso de fabricación es de bajo costo en comparación al de otros cerámicos sintéticos, son físicamente fuertes y químicamente inertes. Por todo esto, son unos de los piezoeléctricos más usados en el mundo.

Depende al dopaje adherido durante el proceso de fabricación, se los puede clasificar en dos grandes grupos:

- **Cerámicas Blandas:** Se caracterizan por tener grandes factores de acoplamiento electromecánico, grandes constantes piezoeléctricas, alta permitividad eléctrica, altas pérdidas dieléctricas, factor de calidad mecánicos bajos y baja linealidad. Debido a su bajo factor de calidad mecánico poseen un ancho de banda mayor que las cerámicas duras, al igual que una temperatura de Curie menor. Por otro lado, no soportan grandes cargas mecánicas y altos campos eléctricos. Se suele preferir su uso para sensores.
- **Cerámicas Duras:** Sus constantes de cargas son menores con respecto a las de las cerámicas blandas. No obstante, poseen grandes factores de acoplamiento electromecánico y calidad mecánica, y temperaturas de Curie por encima de los 300 °C. Son más difíciles de polarizar



Figura 3.25: Rango ultrasonido.

y despolarizar, y soportan grandes cargas mecánicas y fuertes campos eléctricos. Por estas razones se los suele usar como transmisores.

Los PZT son cerámicos sintéticos, que pueden ser fabricados con diferentes proporciones de sus materias primas y cantidades de dopaje, lo que conlleva a una variedad de diferentes cerámicos PZT (variedad mayor a la división de blandos y duros). Por eso, se creó su propia clasificación con el fin de diferenciar sus diferentes tipos, siendo los principales: el PZT-4, PZT-5A, PZT-8, entre otros.

Capítulo 4

Sistema de medición

En este capítulo se presenta el sistema de medición completo de la velocidad de propagación del sonido en el agua (MVS). Se describe cada uno de los bloques que lo componen, su utilidad y las consideraciones en cuanto a su diseño circuital.

Este prototipo está compuesto por tres bloques principales: una etapa de transmisión, encargada de generar la señal modulada que será emitida a través del sensor piezoeléctrico, una segunda etapa de recepción que acondiciona la señal recibida por un segundo sensor, y una última etapa encargada del procesamiento y control de los datos. El elemento común es el microcontrolador Atmega 328p utilizado por los tres bloques.

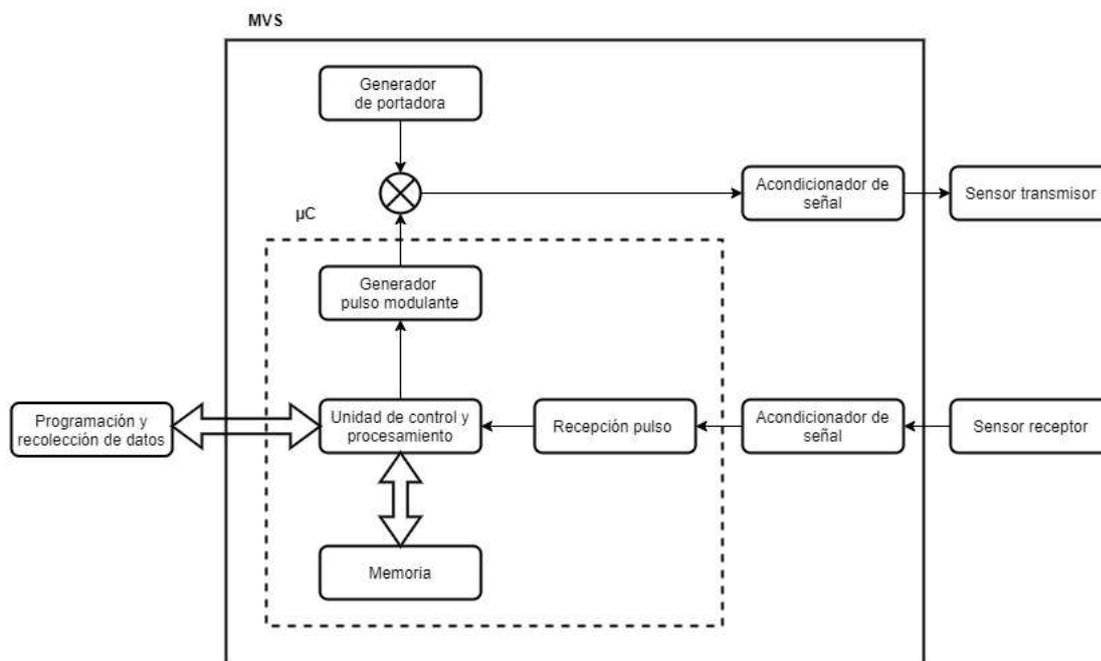


Figura 4.1: Diagrama en bloques sistema de medición.

Por otro lado, se describe brevemente el modelo de impulso-eco, concepto fundamental para la realización de las mediciones de velocidad del sonido de manera directa.

4.1. Concepto de impulso-eco

La medición propiamente dicha se basa en el concepto de impulso-eco. Este surgió durante la segunda guerra mundial con el nombre de SONAR¹, utilizado para la detección de objetos enemigos. Con el correr de los años se encontraron otras utilidades para el SONAR, entre ellos: medición de la profundidad, identificación del medio, etc.

Se basa en la transmisión de una señal acústica, por parte de un barco o submarino, que ante la presencia de un objeto rebota (generando un eco), como se observa en la figura 4.2. De esta manera, conociendo la velocidad del sonido en el agua y midiendo el tiempo de viaje empleado por la señal, es posible calcular la distancia a la que se encuentra el objeto dado que

$$distancia = velocidad \times tiempo \quad (4.1)$$

Para el caso representado en la figura, el cálculo de la distancia viene dado por la ecuación (4.2).

$$d = \frac{ct_1}{2} \quad (4.2)$$

Donde c es la velocidad del sonido en m/s y t_1 el retardo asociado entre la transmisión de la señal acústica y el eco recibido, medido en segundos. La división por dos se debe al viaje tanto de ida como de vuelta durante el tiempo t_1 por parte de la señal acústica.

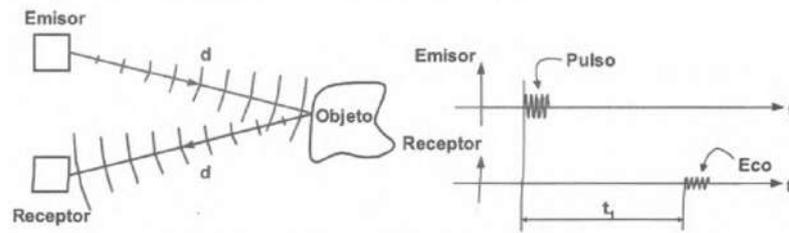


Figura 4.2: Concepto de impulso-eco.

El sistema planteado en este proyecto toma el concepto de impulso-eco, pero a diferencia de este, es la velocidad del sonido la incógnita a determinar. Así, se transmite una señal acústica a través de un par de sensores que se encuentran a una distancia fija y conocida; con este último parámetro y midiendo el retardo de tiempo entre transmisión y recepción, es posible encontrar la variable incógnita velocidad del sonido de una forma directa.



Figura 4.3: Modificación concepto impulso-eco.

En este caso, la señal transmitida recorre una distancia única d entre transmisor y receptor, por lo que el cálculo de la velocidad del sonido está dado por la ecuación (4.3).

$$c = \frac{d}{t_1} \quad (4.3)$$

¹Del acrónimo por su nombre en inglés: *Sound Navigation And Ranging*.

La señal a transmitirse, en lo general se trata de un pulso formado por una cantidad finita de periodos de portadora a una frecuencia determinada. Se hace de esta forma para evitar ocupar el medio durante un largo periodo de tiempo. Por lo tanto, se emite este pulso de corta duración y se libera el canal lo antes posible para esperar la recepción del eco generado.

Por su parte, la señal transmitida pierde la forma del pulso original dadas las limitaciones de ancho de banda del medio acuático.

4.2. Definición de la distancia entre sensores

Una vez explicado el concepto de impulso-eco es necesario definir la distancia de separación entre ambos sensores, es decir, la distancia recorrida por la señal acústica en el medio acuático. Para eso se debe tener en cuenta que a medida que la distancia sea mayor, la señal se verá afectada cada vez más por las pérdidas de transmisión (divergencia geométrica, absorción del medio), siendo necesaria una potencia en la emisión cada vez más grande. Además, es recomendable que la señal acústica recibida tenga una amplitud tal de tener una relación SNR aceptable.

Una forma de lograr mayor potencia en la señal emitida se tiene aumentando la cantidad de pulsos de portadora enviados, es decir, ensanchando el pulso modulante. Sin embargo, la duración de dicho pulso se debe tener en cuenta a la hora de definir la distancia de separación de los sensores. Por ejemplo, considerando la señal portadora de 40 kHz y un pulso modulante con una duración de $200\mu\text{seg}$, la cantidad de periodos de portadora que forman la señal transmitida es igual a 8. Si además se toma un valor de velocidad del sonido tal que $c=1500\text{ m/s}$ (valor promedio para la velocidad del sonido bajo el agua), entonces la distancia mínima que debe existir entre transmisor y receptor es de $0,3\text{ m} = 30\text{ cm}$. Esto último para evitar que el pulso llegue al receptor cuando aún no finalizó la emisión por parte del transmisor.

Teniendo en cuenta lo dicho hasta este momento, y por limitaciones con respecto al tamaño del recipiente utilizado en las mediciones y la potencia generada en la etapa transmisora, se define una distancia de separación de los sensores entre 30 y 40 cm, considerando en la definición un error en su medición.

4.3. Microcontrolador: Atmega 328p

El Atmega 328p es un microcontrolador de 8 bits de la firma Atmel basado en la arquitectura AVR (que a su vez se basa en RISC). Dentro de sus características se encuentra el alto rendimiento y el bajo consumo de energía. Posee una velocidad de procesamiento de hasta 20 MIPS^2 cuando se lo utiliza con un cristal externo de 20MHz (para este proyecto se lo utiliza con un cristal externo de 16MHz). También, este uC cuenta con un reloj interno de 8 MHz.

Además, posee tres tipos de memoria: una memoria flash programable de 32K bytes donde se almacena el código a ejecutar, una memoria SRAM de 2K bytes para el almacenamiento de datos durante la ejecución de programa y una memoria EEPROM de 1K byte para almacenar datos que perduren.

El uso de este microcontrolador se planteó desde el inicio del proyecto, debido a sus bajos costo y consumo, accesibilidad y dado que se utiliza en gran parte para prototipado. Aunque en un principio estuvo la posibilidad de reemplazarlo por otro tipo de microcontrolador, no se consideró necesario debido a su correcto desempeño durante el proyecto.

4.3.1. Temporizadores e interrupciones

Dentro de las características adicionales del microcontrolador se encuentra la posibilidad de trabajar tanto con interrupciones como con temporizadores.

²Millones de Instrucciones por Segundo.

Las interrupciones son eventos que cambian el curso del programa ejecutado. Cuando estos ocurren, el programa “salta” a la parte del código encargada de atender dicha interrupción. Una vez atendida se regresa al punto en el que se produjo el salto. El microcontrolador Atmega 328p permite definir dos de sus pines de I/O como fuentes de interrupción: INT0 e INT1, que corresponden a los pines 4 y 5 respectivamente. Es posible activar una interrupción de acuerdo al valor presente en dichos pines, siendo lo más utilizado la detección de flancos ascendentes y/o descendentes.

Por otro lado, este microcontrolador cuenta con tres temporizadores: los *Timer0* y *Timer2* ambos de 8 bits, y el *Timer1* de 16 bits. El timer o temporizador es un recurso del microcontrolador que permite el conteo de tiempo. De acuerdo a la hoja de datos del Atmega 328p y como se observa en la figura 4.4, se debe colocar el cristal externo entre los pines 9 y 10 con el agregado de dos capacitores cuyo valor recomendado es de 22 pF. Para la realización de este proyecto se utiliza un cristal de 16 MHz, lo que permite lograr tiempos de ejecución de instrucción teóricos de $1/16\text{MHz} = 62,5 \text{ nseg}$.

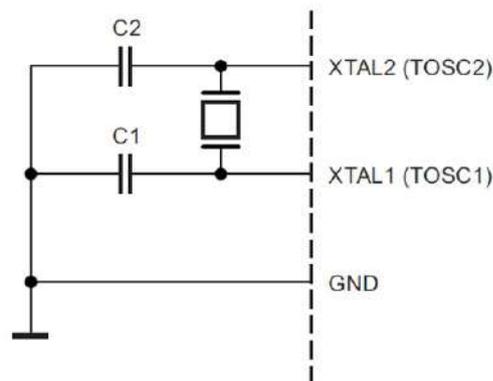


Figura 4.4: Configuración del reloj externo. Fuente: Hoja de datos Atmega 328p.

4.3.2. Medición del retardo

La medición del tiempo comprendido entre la transmisión y recepción de la señal acústica resulta el punto crucial para el sistema diseñado. Para realizarla se utiliza uno de los temporizadores disponibles en el microcontrolador Atmega328p, siendo este el *Timer1*.

La velocidad en la que se incrementa el contador del *Timer1* depende de dos parámetros: el clock que rige al microcontrolador (en este caso de 16 MHz) y un preescalador definido mediante código, que en este caso se utiliza igual a 1. Por lo tanto, este temporizador de 16 bits incrementa su contador de uno en uno cada $1/16 \text{ MHz} = 62,5 \text{ nseg}$ siendo su valor máximo $2^{16} - 1 = 65535$. Cuando el contador llega a este valor se dice que ocurre un desbordamiento y se reinicia, contando cuántas veces ocurre este evento. Por lo dicho anteriormente, al trabajar directamente con los registros que manejan los flags o banderas de los timers, es posible hacer mediciones de tiempo con una resolución de 62.5nseg.

Teniendo en cuenta la distancia de separación establecida y considerando una velocidad del sonido $c = 1500 \text{ m/s}$, los retardos de tiempo medidos están en el orden de los microsegundos, es decir, 1000 veces más que la resolución del temporizador, dada en nanosegundos. Por lo tanto, se puede concluir que el microcontrolador Atmega no es un obstáculo para realizar mediciones de tiempo lo suficientemente precisas.

4.4. Etapa de transmisión

En esta etapa se lleva a cabo la generación de la señal eléctrica que luego, mediante un sensor piezoeléctrico, se transforma en la onda acústica enviada a través del medio acuático. Como se explicó en el capítulo 3, los sensores piezoeléctricos utilizados en el sistema de impulso-eco operan a una determinada frecuencia, la de resonancia, en la que su sensibilidad es mayor. Debido a esto, el primer paso es generar una señal portadora a dicha frecuencia. Una vez hecho esto es necesario obtener una señal que actúe como modulante de dicha portadora. El diseño de esta etapa se planteó desde el comienzo cómo se observa en la figura 4.5. Sin embargo, la elección de componentes fue variando a partir de la retroalimentación obtenida de las pruebas realizadas.

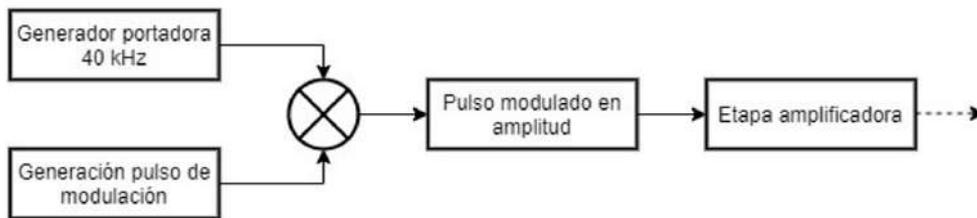


Figura 4.5: Diagrama en bloques etapa transmisora.

Para la generación de la señal portadora se necesita un dispositivo que permita obtener una señal de dos estados. Inicialmente se planteó el uso de un oscilador senoidal, basándose en uno tipo Pierce. Pero dado que, como también se vio en el capítulo anterior, el piezoeléctrico actúa como un filtro, basta con que esta señal portadora sea del tipo cuadrada (mucho más fácil de conseguir con componentes digitales), lo que simplifica ampliamente el diseño.

En primera instancia se intentó utilizar una portadora de dos estados generada por el propio microcontrolador. Rápidamente se descartó la idea luego de las primeras pruebas, al notar la poca estabilidad y bajo nivel de señal que el pin del microcontrolador era capaz de entregar.

Se decidió entonces utilizar un multivibrador en modo astable, siendo la primera opción el 555. Pese a que inicialmente la señal generada por este multivibrador era lo suficientemente estable para lo que se pretendía, esta idea también fue descartada. El primer problema radica en su baja estabilidad a alta frecuencia. Para rangos de 20 KHz a 40 KHz la respuesta del componente es aceptable. Pero al aumentar la frecuencia hasta 100 KHz la estabilidad de la señal generada se reduce. Como en un principio se pretendía utilizar el generador en un amplio rango de frecuencias y poder probar diferentes sensores (con frecuencias de resonancia diferentes), se pretendía lograr una frecuencia de portadora de hasta 1MHz. El segundo problema con este componente es el ciclo de trabajo. A mayor frecuencia de portadora el ciclo de trabajo aumenta, siendo imposible trabajar a frecuencias mayores a los 40 KHz; y aunque la estabilidad de la señal es aceptable a 40 KHz, se obtiene un ciclo de trabajo mayor al deseado.

Así, se pasó a la tercera opción: utilizar el circuito integrado CD4047 que, al igual que el 555, consiste en un multivibrador monoestable/astable. Al utilizar este integrado en su modo astable, con un conjunto de componentes pasivos externos, es posible ajustar la frecuencia de salida y obtener una señal de dos estados con un ciclo de trabajo fijo lo más próximo a un valor de 0,5 para todo el rango de trabajo. Las salidas correspondientes a este integrado son Q (pin 10), Q negado (pin 11) y OSC (pin 13); siendo de interés para el proyecto Q y OSC. La relación de frecuencia entre ambas salidas es del doble (OSC presenta una frecuencia que es dos veces la de Q). Cabe aclarar que con este componente se logra llegar a una frecuencia de portadora por encima de 1 MHz.

El próximo paso es obtener un pulso modulado formado, como se dijo, por un número finito de ciclos de portadora. En un principio se utilizó un transistor MOSFET como llave, siendo este el 2N7000. Así, controlando su terminal correspondiente al gate mediante software

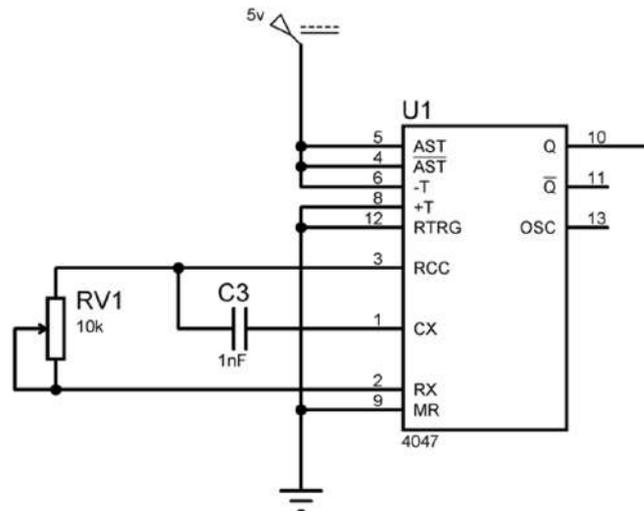


Figura 4.6: Diseño modo astable CD4047. Fuente: Hoja de datos CD4047.

Componente	Función
R_{v1} : Preset de valor $10k\Omega$	Define la frecuencia de la señal portadora, cuya ecuación es: $f = \frac{1}{4,4RC}$
$C_3 = 1nF$	Define la frecuencia de la señal portadora

Tabla 4.1: Componentes externos para el CD4047. Fuente: Hoja de datos CD4047.

se permitía el paso o no de la señal portadora, generando el pulso buscado. Sin embargo, el desempeño limitado a frecuencias mayores a los 100 KHz, y su resistencia interna en el canal (que generaba una caída de tensión de 1v de la señal), hicieron que terminara por descartarse. Su reemplazo fue el circuito integrado 74HC00 que contiene un conjunto de cuatro compuertas lógicas de tipo NAND.

La lógica de una compuerta NAND es igual a la de una AND pero con su salida contraria o negada, es decir: La salida será un estado lógico alto siempre y cuando los estados en sus entradas A y B sean contrarios o niveles bajos; y será un estado bajo cuando en sus entradas haya un estado alto simultáneamente. Esto se resume en la tabla 4.2.

IN A	IN B	OUT AND	OUT NAND
0	0	0	1
0	1	0	1
1	0	0	1
1	1	1	0

Tabla 4.2: Diferencia lógica entre compuerta AND y NAND.

De esta manera, a la salida de la compuerta NAND se obtiene el pulso modulado deseado: durante el periodo de tiempo en que el pulso modulante tiene un estado alto (5v), la salida sigue a los pulsos de portadora en forma negada; mientras que si el primero es un estado bajo, la salida permanece en alto.

La duración del pulso modulante se define teniendo en cuenta una serie de consideraciones. En primer lugar, cuanto mayor sea la duración del pulso modulante y por lo tanto mayor número de periodos de portadora, la potencia emitida es mayor. Sin embargo, este pulso a ser emitido debe ser lo suficientemente pequeño, siendo su duración menor al retardo de tiempo que tardaría en viajar una determinada distancia, como se explicó anteriormente.

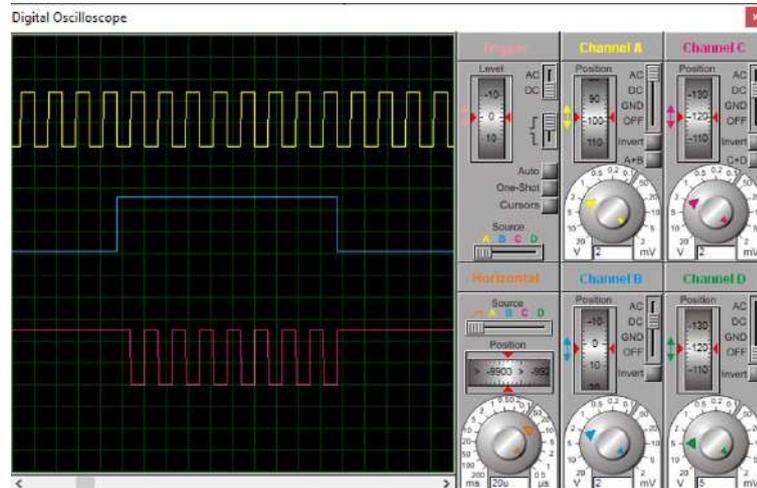


Figura 4.7: Simulación del integrado 74HC00. Software: Proteus. amarillo: portadora de 40kHz. Azul: pulso modulante de ancho 200 μ seg. rosa: Pulso modulado.

El último bloque en la transmisión consiste en una etapa de potencia. Durante los inicios del proyecto, se utilizó una configuración en cascada de dos transistores bipolares tipo 2N2222. Pero debido a su bajo desempeño en alta frecuencia y alto consumo de potencia (teniendo en cuenta que se pretende realizar un dispositivo de bajo consumo), se terminó por descartar. Se intentó el uso de amplificadores, como el LM386 o el TDA2003, pero ninguno funcionó de manera correcta. Finalmente, se decidió utilizar el circuito integrado TC4428. Este integrado corresponde a un driver del tipo MOSFET, cuyas características son su respuesta de alta velocidad y principalmente su corriente de salida máxima, que puede ser de un valor pico de 1,5 A.

El tren de pulsos modulado obtenido en la etapa anterior ingresa por ambas entradas del driver. Al conectar el sensor piezoeléctrico de la forma que se indica en la figura 4.8, las señales en las terminales positiva y negativa quedan desfasadas por lo que el voltaje resultante aplicado se duplica.

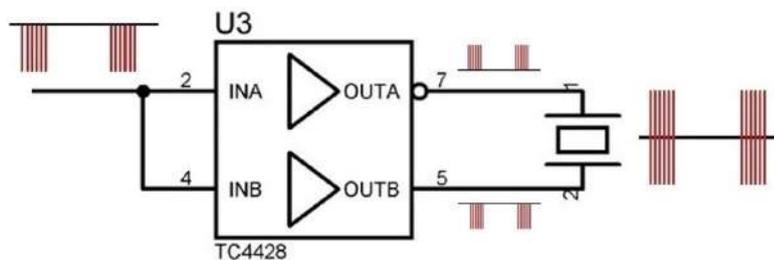


Figura 4.8: Driver TC4428.

En el momento en que se genera el pulso modulado y comienza su transmisión, el microcontrolador realiza el conteo de tiempo a través del temporizador del que se habló en apartados anteriores. Una vez el pulso es detectado por el sensor receptor, se realiza el acondicionamiento de la señal para ser utilizada como interrupción también por el microcontrolador. Este proceso se explica a continuación.

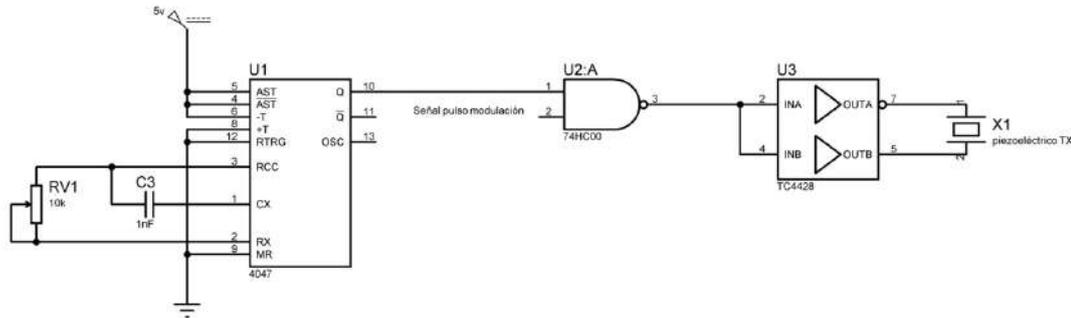


Figura 4.9: Etapa de transmisión completa.

4.5. Etapa de recepción

Una vez captado el pulso modulado por parte del sensor piezoeléctrico receptor, es necesario acondicionar dicha señal para ser utilizada por el microcontrolador. Esta etapa de acondicionamiento consiste de un amplificador de señal, y un circuito de detección y comparación.

La señal recibida por el sensor es amplificada 100 veces (40 dB) mediante un circuito amplificador haciendo uso del integrado LM358, que cuenta con dos amplificadores operacionales. Aunque en un principio se planteó una configuración pasabanda utilizando dos operacionales en cascada, se concluyó que esto era innecesario debido a la alta calidad del piezoeléctrico como filtro. Por lo tanto, se utiliza un solo amplificador operacional realimentado negativamente para tener una ganancia de 100 veces. Este circuito integrado permite ser alimentado por una fuente única, lo que simplifica el diseño debido al uso de baterías en la alimentación del sistema. Se observa en el circuito de la figura 4.11 que tanto al terminal negativo del sensor piezoeléctrico como al puerto no inversor del operacional se aplica un valor de tensión V_{ref} . Este valor se toma igual a la mitad de la tensión de alimentación. Esto se hace para referenciar la señal a la salida del amplificador a dicho valor de tensión continua, evitando que las excursiones de tensión negativas que pudiera haber no se lleven a cabo, dado la condición de alimentación por fuente simple.

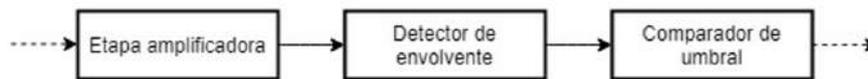


Figura 4.10: Diagrama en bloques etapa de recepción.

Para lograr el valor de referencia continuo se utiliza el segundo amplificador operacional que posee el LM358 con una configuración de seguidor de tensión. Lo que se logra es un valor de tensión continuo a la salida del operacional igual al aplicado en su puerto no inversor, pero con la ventaja de que esta etapa queda aislada evitando que cualquier conexión que se haga lo cargue, logrando un valor de tensión continua fijo.

Se debe hacer una aclaración con respecto al uso de este integrado. Aunque el lazo de realimentación está diseñado para tener una ganancia de 100 veces, en realidad no es este el caso debido a la respuesta a lazo abierto del LM358. Esta última posee un polo dominante a muy baja frecuencia y una caída de 20 dB/dec hasta una frecuencia igual a 1 MHz. Por lo tanto, a 40 KHz la ganancia está dominada por la respuesta a lazo abierto del LM358, calculada teóricamente como 25 veces. Las desventajas de esto son, no solo la disminución en la ganancia, sino también la imposibilidad de replicar el circuito. Al regirse la transferencia por la respuesta a lazo abierto del circuito integrado, y al no ser todos ellos exactamente iguales puede que no se obtenga la misma ganancia en dos circuitos diferentes que utilizan exactamente los mismos componentes. En este caso, la ganancia obtenida es de 19 veces. Si bien el valor de ganancia es suficiente acorde

a lo requerido, se debería mejorar a nivel circuital a futuro.

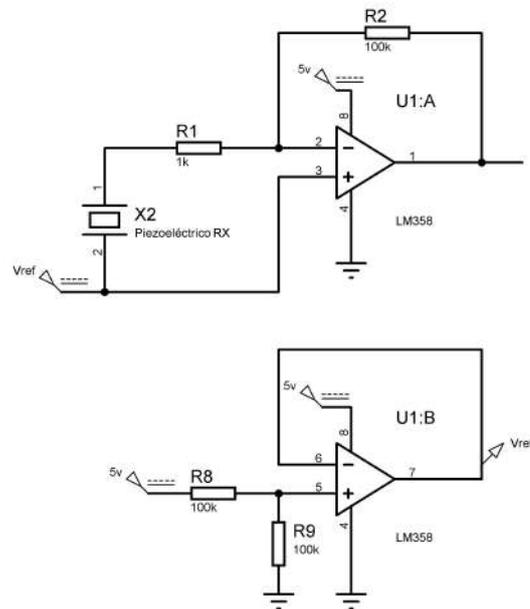


Figura 4.11: Arriba: Amplificador con ganancia de 100 veces (40 dB). Abajo: Seguidor de tensión para obtener la tensión de referencia V_{ref} .

Componente	Función
R_1, R_2	Permiten la ganancia de 100 veces (40 dB) en la etapa amplificadora.
R_8, R_9	Forman parte del divisor resistivo que permite obtener una tensión de 2,5v a partir de la tensión de alimentación (5v). Se define un valor de 100 k Ω para lograr de esa manera valores pequeños de corriente y así evitar un excesivo consumo.

Tabla 4.3: Componentes de la etapa amplificadora y tensión de referencia.

Una vez amplificada la señal recibida, el siguiente paso en su acondicionamiento consiste en un detector de envolvente. Este circuito permite obtener a su salida la señal modulante. A partir de las pruebas realizadas, se concluyó que la configuración básica de un diodo, resistencia y capacitor puede seguir satisfactoriamente a la señal proveniente del amplificador LM358, por lo que no hubo necesidad de complejizar esta etapa.

Durante los semiciclos positivos del pulso modulado, el diodo conduce y el capacitor almacena carga; mientras que en los semiciclos negativos de la señal, el diodo permanece cortado y el capacitor se descarga lentamente a través de la resistencia.

Dado que la señal de alta frecuencia corresponde en este caso a la señal portadora de 40 kHz, este circuito se debe diseñar de forma tal que sea posible obtener una señal demodulada lo más continua posible, es decir, que durante los periodos de tiempo en que el capacitor se descarga, lo haga lentamente. De esta manera, es posible obtener una señal que “siga” la forma del pulso

modulado recibido. Por lo tanto, como el periodo de la portadora es igual a $1/40 \text{ kHz} = 25 \mu\text{seg}$, la constante de tiempo del circuito $\tau=RC$ debe ser mucho mayor a la mitad de un periodo de dicha portadora, es decir, $25 \mu\text{seg}/2 = 12,5 \mu\text{seg}$. Por otro lado, al ser el tiempo de descarga lento ($\tau=RC=1 \text{ mseg}$) se establece un lapso mínimo de 1 seg entre medición y medición capturada, tiempo suficiente para no entorpecer las mediciones. Sí podría llegar a ser un limitante en caso de querer aumentar la velocidad de medición.

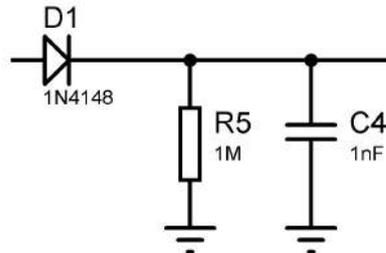


Figura 4.12: Detector de envolvente.

El último bloque de la etapa receptora consiste en un comparador de umbral. Este compara la señal a la salida del detector de envolvente, con un valor de tensión. Se utiliza el circuito integrado LM311 que consiste en un comparador de voltaje, encontrándose entre sus características la posibilidad de utilizar alimentación mediante una fuente simple, y su bajo consumo.

El diseño interno y la disposición de pines se observa en la figura 4.13. La etapa de salida del integrado tiene un transistor bipolar, con terminales de colector y emisor flotantes. Esto permite utilizarlos tanto a uno como al otro cómo salida. Si lo que se desea es utilizar el colector como salida, se debe conectar una resistencia de pull-up en el pin 7, mientras que el pin 1 (correspondiente al emisor) se conecta a tierra. Así, si la tensión en la entrada $IN+$ es mayor a $IN-$, la tensión de salida del operacional es un estado alto, pero al estar negada, genera que el transistor permanezca apagado, con lo que a la salida (en el pin 7) se obtiene un valor igual a la tensión de alimentación. Por el contrario, si la tensión en $IN-$ es mayor a la de $IN+$, la salida del operacional es un estado alto (luego de la negación), el transistor conduce y el pin 7 del comparador queda cortocircuitado a tierra.

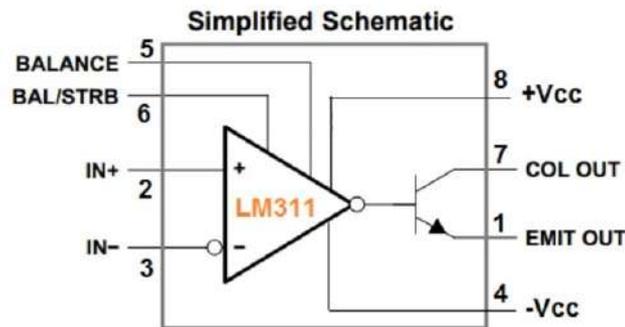


Figura 4.13: Diseño interno pinout LM311.

En la figura 4.14 se muestra el diseño realizado a partir del LM311, en el que se toma cómo salida el colector del transistor y donde R_7 corresponde a la resistencia de pull-up. Dicha salida, además, se conecta al pin 5 del microcontrolador Atmega 328p para controlar la interrupción. Sin embargo, se realiza una realimentación de la salida hacia el puerto no inversor de la entrada a través de la resistencia R_6 . De esta forma, el comparador funciona con histéresis, y la

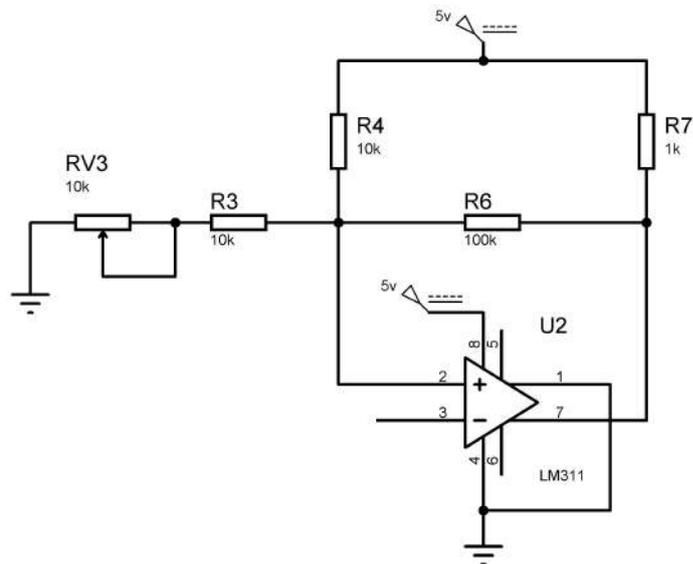


Figura 4.14: Bloque de comparación, etapa receptora.

tensión con la que se realiza la comparación depende del estado actual de la salida. Se ajusta la resistencia variable R_{v3} para lograr un valor de tensión acorde para realizar la comparación con la señal a la salida del detector de envoltente. Esta última queda “montada” sobre un valor continuo e igual a 2,5v, por lo que el valor de comparación debe ser lo más cercano a este y así determinar el comienzo del pulso recibido. Sin embargo, para evitar saltos erróneos, se ajusta el preset para que el valor de comparación sea de 2,8v.

Durante el tiempo en que la tensión de referencia en el puerto no inversor permanece mayor a la tensión del pulso proveniente de la etapa de recepción anterior, la salida del comparador permanece en un estado alto (5v). En el instante en que la señal alcanza un valor igual al de referencia, la salida cambia a un estado bajo (0v). Esta transición de un estado a otro es detectada en el pin correspondiente del microcontrolador generando la interrupción que indica la recepción del pulso transmitido, acción que determina la detención del contador.

Finalmente, lo que se obtiene son valores correspondientes al retardo asociado al viaje de la señal acústica a través del medio acuático. Mediante software es posible realizar la conversión adecuada y así determinar el valor de velocidad asociado a cada medición.

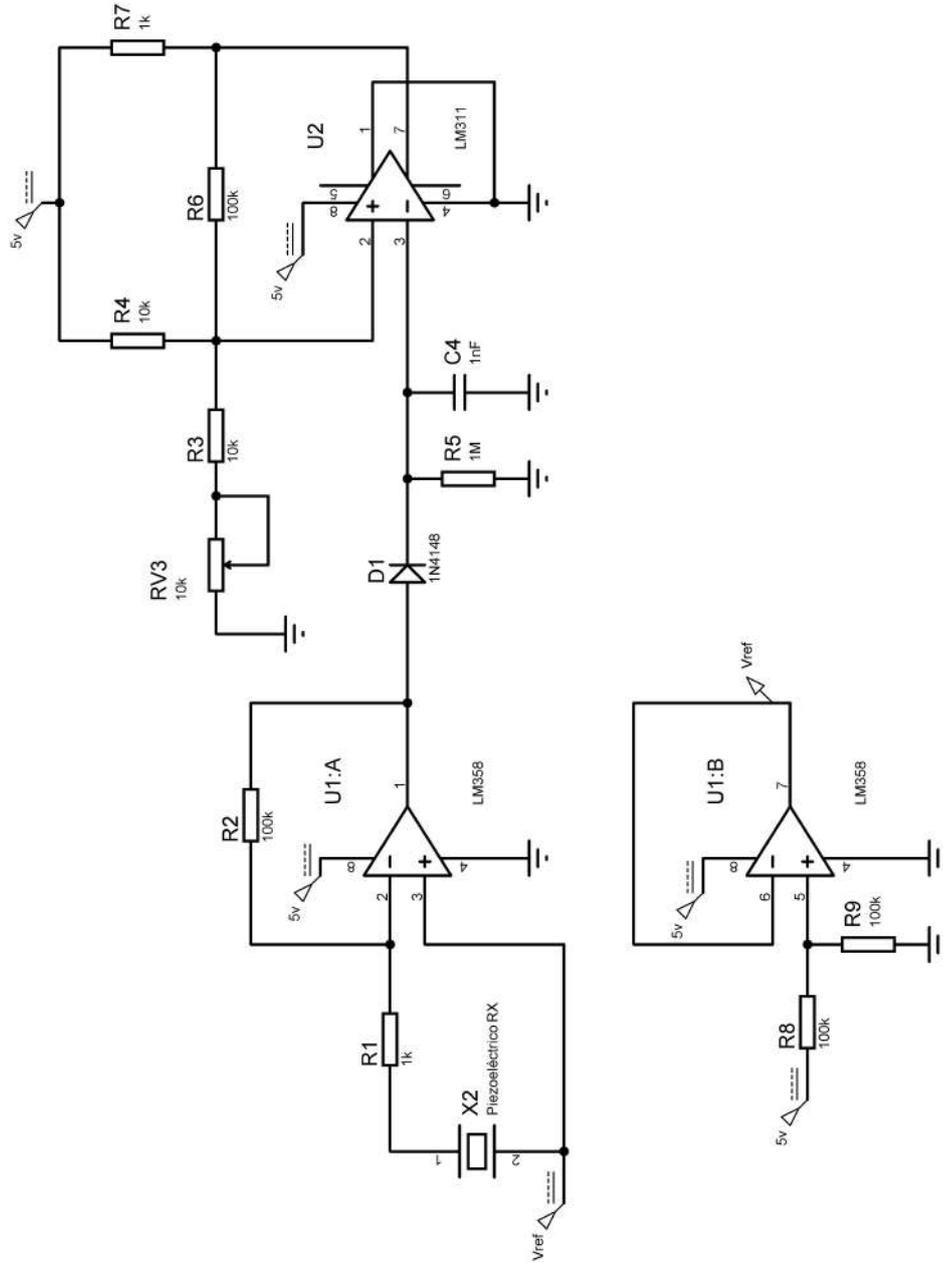


Figura 4.15: Etapa de recepción completa.

4.6. Códigos de programa

Al igual que otros microcontroladores, el Atmega 328p es un circuito integrado programable capaz de ejecutar una serie de órdenes almacenadas en su memoria interna dedicada. Para la escritura de dicho código de programa se utiliza el entorno de desarrollo integrado (IDE) de Arduino. Este entorno permite escribir, editar, depurar y grabar el programa en el microcontrolador de manera sencilla.

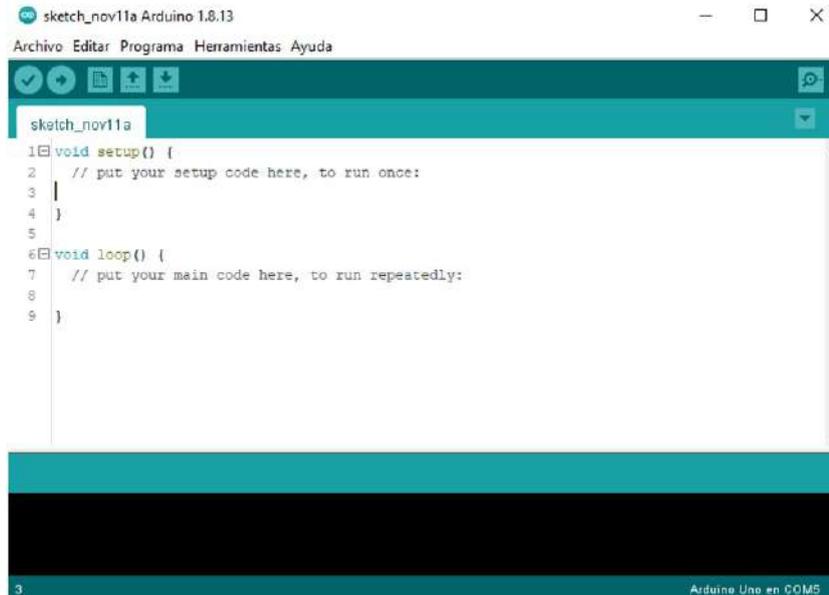


Figura 4.16: Entorno de desarrollo de Arduino.

El código escrito y utilizado durante este proyecto permite realizar las mediciones de retardo de tiempo y hacer las conversiones adecuadas para obtener finalmente los valores de velocidad del sonido y profundidad. Además, a través de una serie de librerías incorporadas en este entorno, es posible configurar y controlar módulos externos al sistema de medición diseñado, tales como una pantalla LCD, un adaptador para memorias microSD, entre otros.

4.6.1. Comienzo del programa

El código de programa comienza iniciando la pantalla LCD y mostrando un mensaje con las siglas MVS (Medidor Velocidad del Sonido) a modo de bienvenida. Luego, verifica el estado del adaptador SD: en caso que no se encuentre insertada una memoria o en la misma se encuentre algún tipo de error, el programa finaliza inmediatamente, caso contrario sigue su curso permitiendo elegir entre dos modos de operación.

4.6.2. Modo de operación 1

En este modo de operación no se llevan a cabo mediciones de retardo y por lo tanto no se almacenan datos en la memoria microSD. Por el contrario, se transmite el pulso modulado con una duración de 200 μ seg cada 100 mseg (logrando así una separación considerable entre pulsos, evitando su superposición) para poder observar las señales en las diferentes etapas de recepción del sistema. Con esto es posible hacer ajustes, como por ejemplo de la tensión de umbral del comparador de voltaje variando el potenciómetro adecuado.

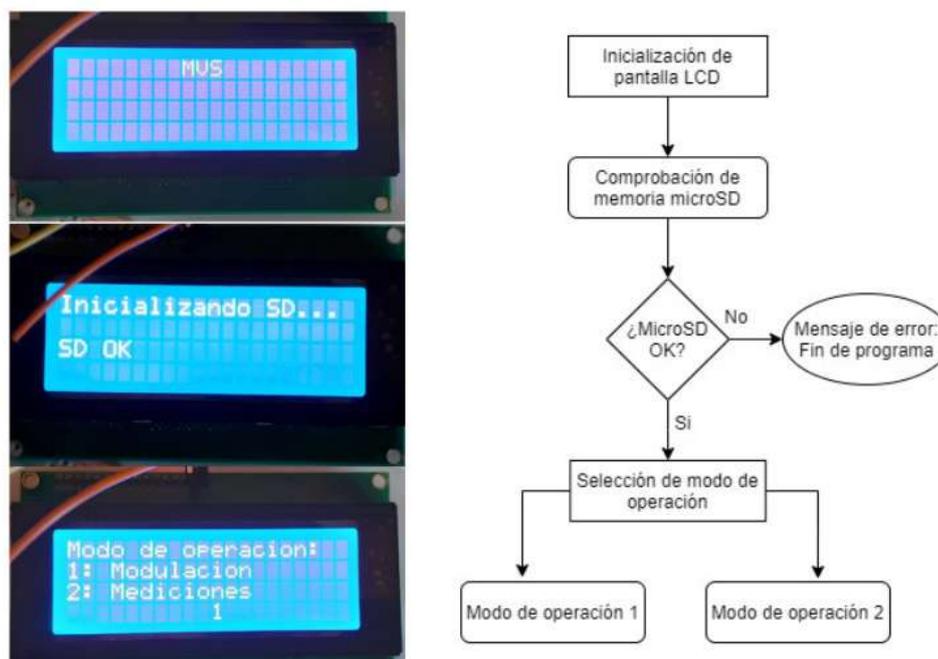


Figura 4.17: Mensajes en pantalla LCD al comienzo del código de programa y su diagrama de flujos.

4.6.3. Modo de operación 2

El modo de operación 2 es el encargado de realizar las mediciones de tiempo y hacer las conversiones para obtener los correspondientes valores de velocidad y profundidad. Además, se crea el archivo .txt dentro de la memoria microSD en el que luego se irán almacenando los valores medidos. Por otro lado, a medida que se realizan las mediciones se muestran en tiempo real sobre la pantalla LCD.

Al ingresar en este modo de operación, se pide el ingreso de la cantidad de mediciones a realizarse. Este número puede ser como mínimo de 5 y hasta un máximo de 30 muestras, a intervalos de 5. Si bien con esta forma de ingreso de datos no es necesario, se establece por código de programa que ante un número de muestras inválido, se indique que esto no es correcto y se pide el ingreso de un nuevo valor.

Al comenzar la transmisión, se inicia el temporizador que lleva la cuenta del retardo de tiempo. Se establece un tiempo de transmisión equivalente a los $200 \mu\text{seg}$ que dura el pulso transmitido y una variable que cuenta el tiempo transcurrido. Al llegar esta variable al tiempo de transmisión, esta finaliza.

Por otra parte, se define en uno de los pines de I/O del microcontrolador la posibilidad de trabajar con una interrupción. Este pin detecta la transición de un estado alto a bajo generada por el comparador de umbral correspondiente con la llegada del pulso acústico al sensor receptor. Cuando esto sucede, el código de programa atiende esta interrupción finalizando el contador y almacenando la medición realizada. En caso de transcurrir un determinado tiempo (Time out de 100 mseg) sin la llegada de pulsos recibidos, la medición se toma como inválida y se pasa a la siguiente.

A partir de todas las muestras tomadas, se calcula un retardo promedio, con el fin de intentar reducir el error lo máximo posible, y posteriormente se calcula tanto la velocidad del sonido como la profundidad (inicialmente el código calcula ambas cosas y queda en el usuario distinguir qué se está midiendo, esto es así para poder trabajar más fácilmente con el prototipo). Esta información es mostrada en tiempo real en la pantalla LCD, como se muestra en la figura

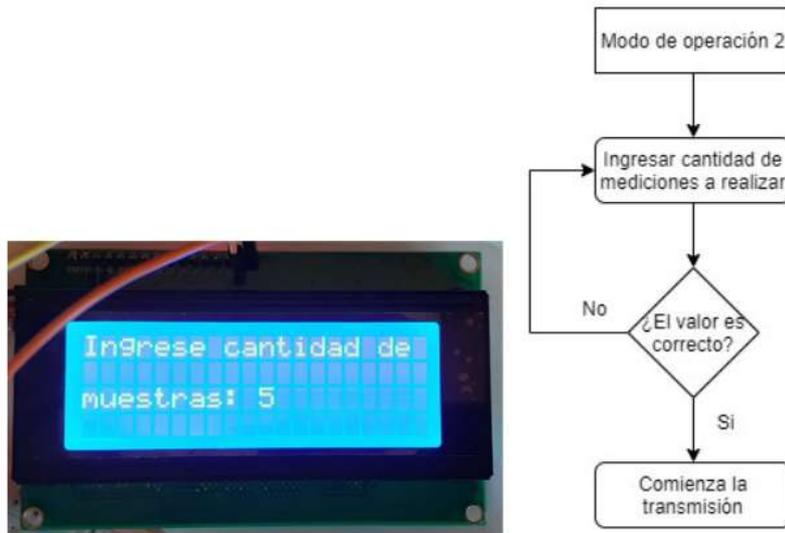


Figura 4.18: Elección de la cantidad de muestras a tomar.

4.19.

Una vez tomada la totalidad de las muestras se almacenan en el archivo .txt en un formato de columnas. Debajo de estas, se almacena el valor de retardo promedio, la velocidad y la profundidad calculadas. Se muestra en pantalla este proceso indicando si fue realizado correctamente y si así fue se da un mensaje de escritura correcta y fin de medición.



Figura 4.19: Valores medidos mostrados en pantalla.

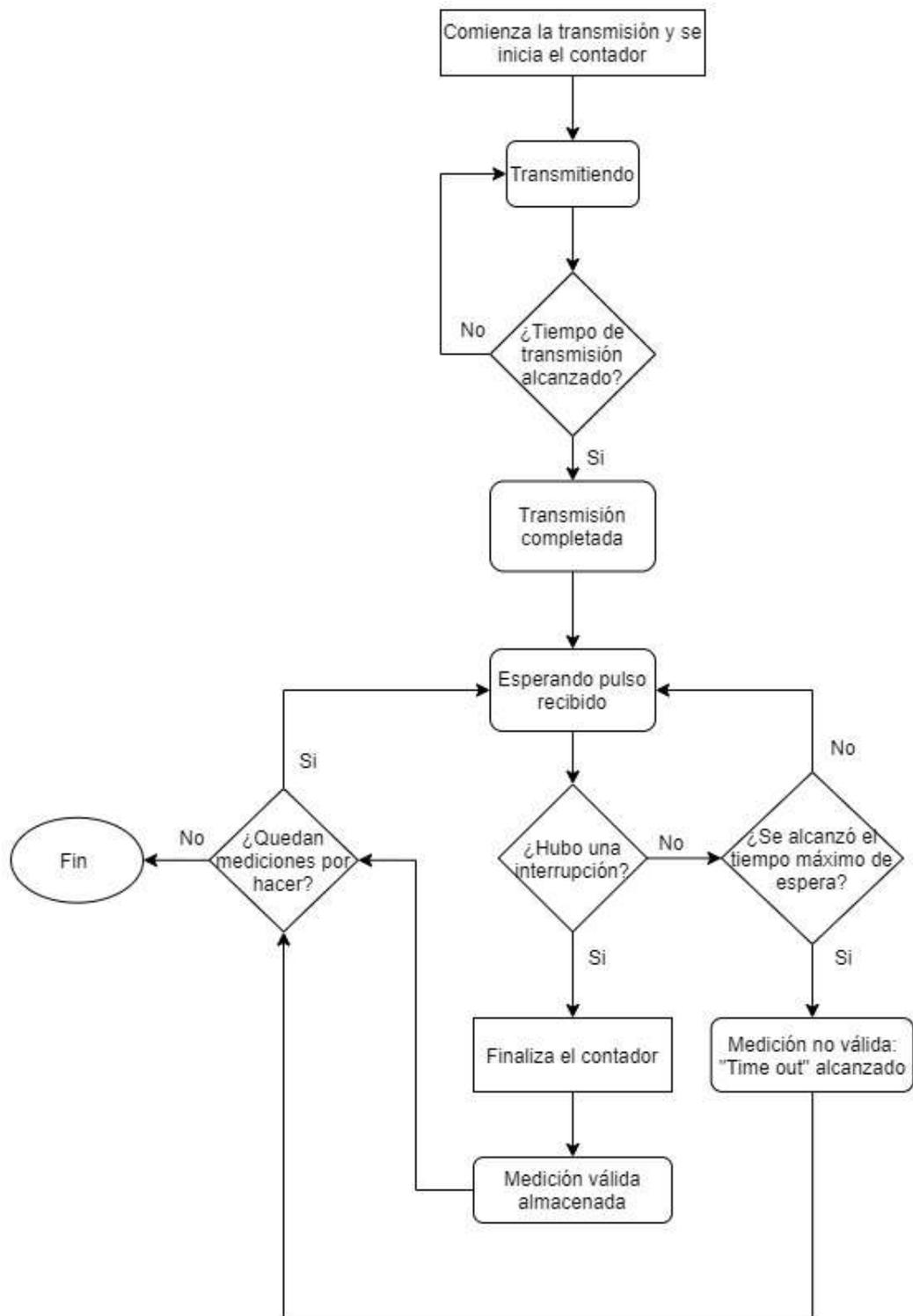


Figura 4.20: Diagrama de flujos modo de operación 2.

Capítulo 5

Diseño y Construcción del PCB

En el diseño de circuitos impresos es importante lograr buenos resultados en cuanto a la resolución y precisión del producto final. Existen métodos a baja escala que se utilizan habitualmente en los procesos de fabricación de PCBs. El más utilizado es el de transferencia térmica, que consiste en la impresión del circuito en papel fotográfico. Luego se lleva a cabo la transferencia del tóner a la placa de cobre aplicando calor. Sin embargo, este tipo de métodos no permite, en general, una gran exactitud en el resultado final cuando se trabaja en diseños de tamaño reducido.

En este capítulo, por lo tanto, se explica el método implementado durante este proyecto que consiste en la fabricación del PCB con película fotosensible. Este método es una adaptación al implementado a nivel industrial, que permite resultados con una calidad superior y con costos similares al método de transferencia térmica, pero con un reducido esfuerzo y gasto de tiempo.

Al momento de llevar a cabo este procedimiento se deben tener en cuenta las condiciones de trabajo: la organización del espacio y materiales a utilizar, como así también mantener en todo momento la pulcritud de estos. A continuación se detallan los elementos necesarios para su realización y el procedimiento paso a paso.

5.1. Materiales

- Placa virgen de cobre.
- Diseño en negativo del circuito impreso en filmina (transparencia).
- Film fotosensible, limpiador, revelador y removedor de película.
- Fuente de luz ultravioleta.
- Recipientes plásticos o de vidrio, cúter, tijeras, lima, cinta adhesiva, pincel, guantes, rodillo de goma y foco incandescente.
- Dremel.
- Secador de pelos o pistola de calor.

5.2. Diseño del PCB

A partir de los circuitos implementados mostrados en el capítulo anterior, se realiza el diseño del PCB. Para esto, se utiliza el software EAGLE. En principio se debe realizar el armado de los esquemáticos teniendo en cuenta utilizar los componentes reales que luego formarán parte de la placa (considerando su tamaño, tipo de encapsulado, entre otros). En la figura 5.1 se observa este proceso en la hoja de desarrollo de EAGLE.

Una vez hecho esto, es posible realizar el diseño de la placa propiamente dicha. Se deben dibujar las pistas generando así las conexiones circuitales (Figura 5.2). Factores como el ancho de las pistas, la aislación (separación) entre ellas, tamaño de pads, etc., deben ser tenidos en cuenta a la hora del diseño.

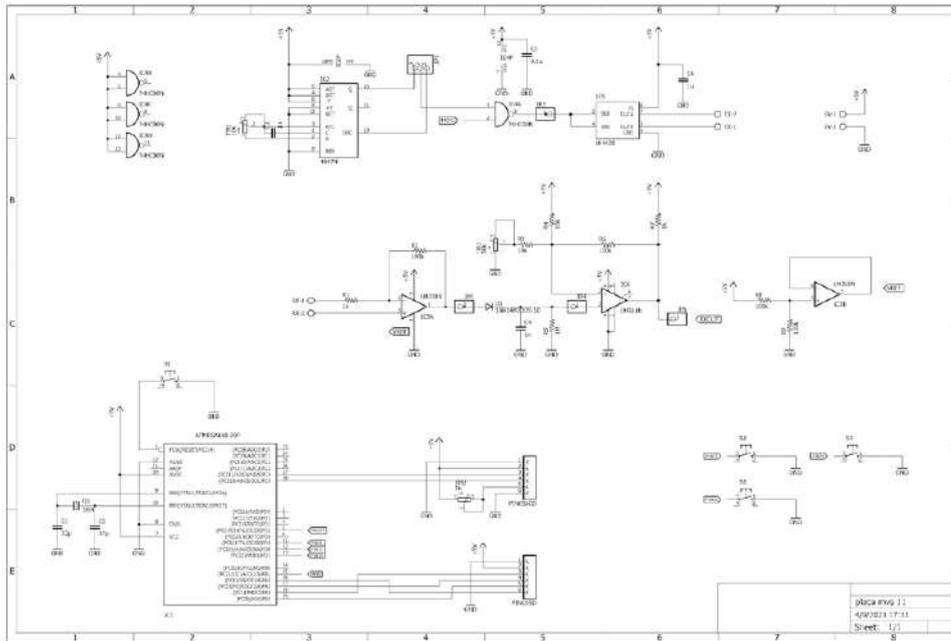


Figura 5.1: Esquemáticos de las etapas de Tx y Rx en EAGLE.

5.3. Proceso de fabricación

En esta sección se explican brevemente los pasos a seguir en la fabricación del PCB.

5.3.1. Corte y limpieza de la placa

En primer lugar se debe cortar la placa virgen teniendo en cuenta el tamaño deseado en correspondencia con el diseño realizado. Para su corte se recomienda el uso de herramientas tipo Dremel teniendo como precaución el uso de lentes de protección. Una vez hecho esto, el siguiente paso consiste en la limpieza de la placa. Este paso es fundamental para el resultado final, dado que la adherencia de la película del film fotosensible depende de la ausencia de elementos ajenos al cobre (suciedad). Por ello, se recomienda [16]:

- Eliminar los bordes y esquinas filosas de la placa ayudándose de una lima o lija. De esta manera se evita dañar el film en su adherencia a la placa.
- Depurar la placa con una esponja de aluminio (tipo virulana) y algún limpiador en crema. Asegurarse de eliminar cualquier suciedad o residuos de grasa resultado de la manipulación con las manos.
- Enjuagar con abundante agua.
- Secar con paños de papel evitando que este deje cualquier tipo de residuo.

5.3.2. Adherencia de la película

El film fotosensible está compuesto de tres capas: una lámina interna (plástico mate), una película y una lámina externa (celofán brillante). Se debe tener la precaución de manipular

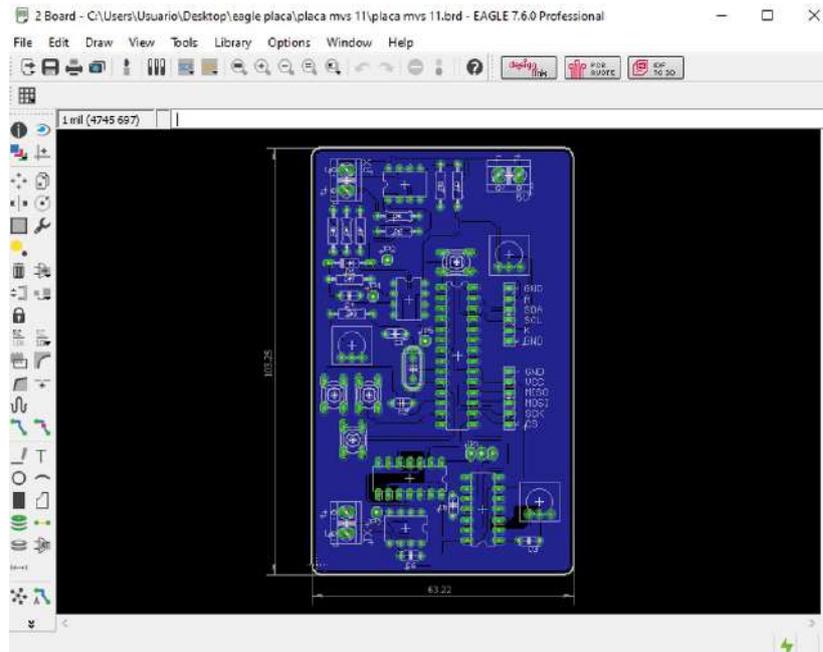


Figura 5.2: Diseño del ruteo de pistas del PCB.

este film con una fuente de luz con reducida emisión de rayos UV (en lo posible nula), como puede ser un foco incandescente, para evitar su revelado.

Se debe recortar un trozo del film que ocupe algo más de la totalidad de la placa de cobre. La adherencia de la película a la placa se puede hacer de dos maneras: en seco o en agua, siendo la primera de ellas la utilizada aquí.

Una vez limpia la placa y recortado el film, se debe retirar la lámina protectora interna de la película (usando cinta adhesiva) y pegarla de esa cara sobre la placa de cobre. Es importante evitar la formación de burbujas de aire o cualquier arruga en la superficie. Con la ayuda de un rodillo de goma se debe aplicar algo de presión de manera uniforme en toda la superficie de la placa para alisarla y eliminar cualquier imperfección que pudiera haber (ver Figura 5.3). En simultáneo con este proceso se aplica calor con una pistola o secador, a temperaturas de alrededor de 60 a 70 °C. Con este paso se logra que como el sustrato está caliente, la película se introduzca sobre los poros del cobre.

Una vez adherido, se aconseja recortar los sobrantes de film con la ayuda de un cúter.

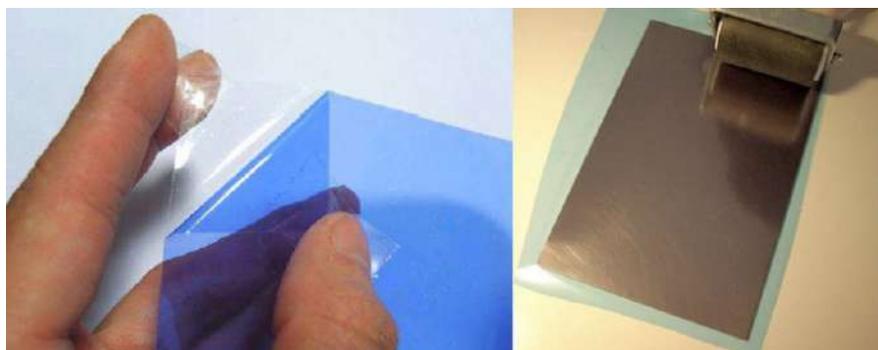


Figura 5.3: Izquierda: Film fotosensible. Derecha: adherencia del film a la placa con rodillo de goma.

5.3.3. Exposición y revelado

Una vez hecho el diseño por software es necesario imprimir el fotolito en formato negativo sobre una filmina (transparencia). El siguiente paso es posicionarlo sobre la placa (con la película ya adherida) asegurándose de ejercer peso en toda la superficie para mantenerlo asegurado contra esta. Para eso se utiliza un vidrio, dado que su transparencia no evita el paso de luz.

Luego se coloca el conjunto vidrio-fotolito-placa bajo la fuente de luz ultravioleta. La duración de la exposición de luz depende de varios factores, entre ellos la potencia de la emisión [15][16]. En este caso, para la fuente de luz UV utilizada con una exposición de 15 segundos es suficiente. El resultado, si el proceso fue exitoso, permite observar el diseño en tonos violeta en aquellas zonas donde hubo exposición a la luz.

Terminada la exposición, se retira la última capa protectora del film. Se coloca la placa en un recipiente y se vierte una solución reveladora dentro de este. Con un pincel de cerdas suaves se debe ayudar al proceso de remoción de la película no expuesta. Así, estas zonas no expuestas a la luz ultravioleta se lavan quedando el cobre al descubierto. Este proceso dura entre 2 y 3 minutos. Luego del mismo, se debe enjuagar la placa con abundante agua.

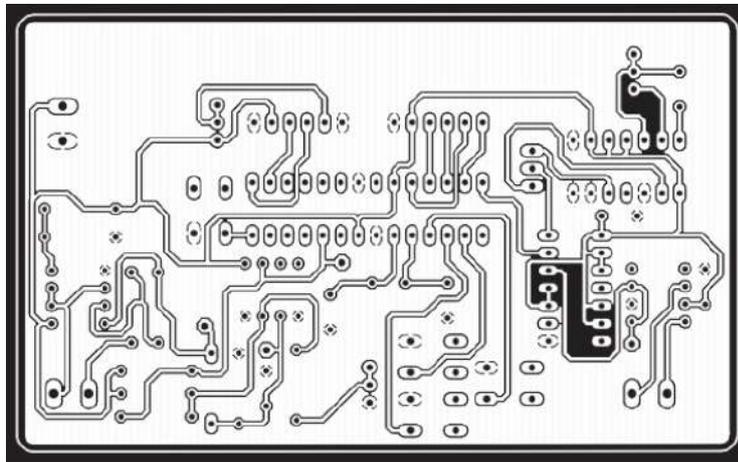


Figura 5.4: Fotolito en formato negativo.



Figura 5.5: Izquierda: conjunto vidrio-fotolito-placa. Derecha: placa luego de exposición UV.

5.3.4. Ataque químico

El ataque puede realizarse con químicos de atacado de cobre alcalinos, siendo el Cloruro Férrico, Peróxido y otras sustancias totalmente compatibles. Una vez más se sumerge la placa, en este caso con el sustrato ya revelado, en el químico (con un poco de agua tibia) durante el tiempo necesario para eliminar el cobre en todas aquellas zonas donde se encuentre expuesto (las zonas no expuestas a la luz UV). Para facilitar el proceso, se puede utilizar una toallita limpiadora de algodón.

5.3.5. Eliminación de la película

Con la ayuda de un removedor (30g. por litro de agua destilada), el paso final consiste en eliminar la película restante. Una vez hecho esto, solo resta enjuagar la placa con agua.

5.3.6. Recubrimiento de la placa

Finalmente y para evitar la oxidación del cobre en la placa, se hace un recubrimiento de estaño en frío. Luego de esto, la placa toma un color plateado en donde se encuentran las zonas de cobre.

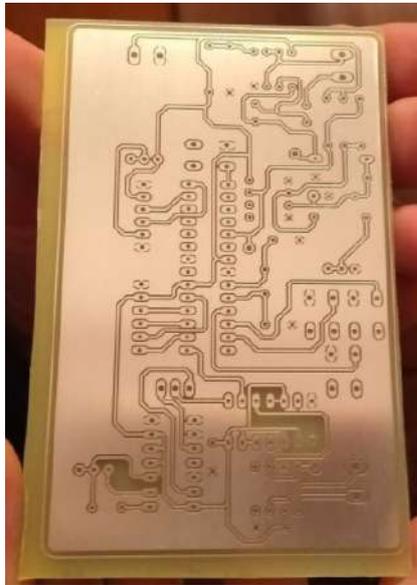


Figura 5.6: PCB terminado.

5.4. Soldadura de componentes y finalización

Una vez terminada la fabricación del PCB se deben realizar los agujeros necesarios para el montaje de los distintos componentes electrónicos, debido a la tecnología utilizada de agujeros pasantes (en inglés *Through-Hole*). Para eso se hace uso de un Dremel y mechas de diámetros diferentes teniendo en cuenta el tamaño del componente a colocar (dependiendo también del tamaño del pad diseñado).

Por último, se realiza la soldadura de todos los componentes electrónicos quedando finalmente la placa terminada.

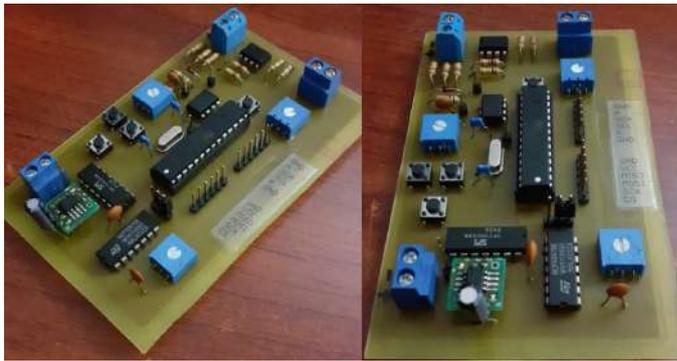


Figura 5.7: Placa finalizada.

Capítulo 6

Análisis y Armado de los hidrófonos

Los sensores utilizados en las mediciones resultan tan importantes como el sistema de medición en sí mismo. Por eso, resulta de interés analizar algunos de los distintos tipos de piezoeléctricos existentes y seleccionar aquel que se adapte mejor a la situación en la que se lo debe utilizar en este proyecto.

En segundo lugar, y una vez hecha esta selección, es importante adaptar los sensores para su utilización debajo del agua. Este proceso de adaptación es fundamental para lograr un hidrófono capaz de medir de forma correcta, pero que además no atente contra la vida útil del propio sensor.

A lo largo de este capítulo se hace un análisis y caracterización de diferentes sensores piezoeléctricos, comprobando su funcionamiento y comparándolo con lo desarrollado teóricamente. Además, se explica el proceso de armado de los hidrófonos, los inconvenientes que se tuvieron en su elaboración y a la hora de su utilización.

6.1. Análisis y caracterización de los piezoeléctricos

En primer lugar, fue necesario seleccionar algunos de los piezoeléctricos existentes en el mercado y que son utilizados en la creación de sondas, medición de profundidad en medios acuáticos, entre otras actividades relacionadas. De este análisis surgieron dos tipos: los llamados PZT (de los que se habló en el capítulo 3), y un tipo de sensores encapsulados utilizados para mediciones en ultrasonido. De los primeros se consiguieron en dos tipos diferentes: disco y anillo (cada uno con su correspondiente frecuencia de resonancia asociada, como también se explicó a lo largo del capítulo 3). En la figura 6.1 se brinda una imagen representativa para cada uno de ellos.



Figura 6.1: De izquierda a derecha: Sensor de ultrasonido, PZT tipo anillo, PZT tipo disco.

A partir del proceso de caracterización explicado y observado en la figura (3.14) y con las ecuaciones de la (3.33) a la (3.36), se lo realizó a los distintos piezoeléctricos en posesión. En todos los casos, se utilizaron valores de R_1 y R_2 iguales a $1k\Omega$ y 10Ω respectivamente. Los

valores obtenidos se resumen en la Tabla 6.1. Para los piezoeléctricos tipo PZT la frecuencia de resonancia se corresponde con la del modo axial, aunque también se comprobó la existencia de sus frecuencias en modo radial (con valores mucho menores).

Caracterización	PZT 150kHz	PZT 340kHz	PZT 1MHz	Sensor Tx 40kHz	Sensor Rx 40kHz
f resonancia obtenida	148 kHz	340 kHz	1,030 MHz	40 kHz	40 kHz
f antiresonancia obtenida	173 kHz	366 kHz	1,130 MHz	42 kHz	42,8 kHz
$C_0 + C_m$ (valor dado por el fabricante)	1900 pF	2100 pF	3200 pF	3000 pF	3000 pF
C_0	1,4 nF	1,81 nF	2,659 nF	2,72 nF	2.62 nF
C_m	500 pF	287,67 pF	541,3 pF	279 pF	379,7 pF
L_m	2,313 mHy	0,762mHy	44,1 μ Hy	56,74 mHy	41,7 mHy
$R_m[\Omega]$	5,6	35-50	5,2-7,2	754,4	428,57

Tabla 6.1: Caracterización sensores piezoeléctricos.

Debido a que los resultados obtenidos utilizando los sensores tipo PZT no fueron satisfactorios, y dado que con los sensores de ultrasonido si fue posible realizar mediciones tanto en el aire (en un principio) como en el agua, se decidió utilizarlos a lo largo del proyecto. Estos sensores funcionan a una frecuencia de resonancia de 40 kHz y se comercializan en pares, uno transmisor y otro receptor.

6.2. Armado de los hidrófonos

El primer paso en la adaptación de los sensores elegidos y la elaboración de los hidrófonos fue seleccionar el cable utilizado para conectar cada uno de los sensores con la placa. En un principio, se utilizó cable de audio estéreo sin ningún tipo de blindaje o mallado. Finalmente, se optó por la utilización del mismo cable de audio estéreo (que cuenta con dos conductores aislados) pero con un mallado exterior de cobre que recubre estos conectores. Esta característica resulta fundamental para eliminar cualquier tipo de ruido generado por la placa o que se encuentre presente en el ambiente (lo que bajo el agua es un gran problema).

Se hicieron diferentes versiones del par de sensores utilizando en principio dicho cable sin blindar. Durante las pruebas con estos sensores siempre existió sobre la señal de interés, ruido superpuesto, siendo el principal problema el ruido de 50 Hz. Además, al tomar los sensores con las manos se pudo observar como dicho ruido aumentaba en amplitud. En la figura 6.3 se observan las mediciones realizadas con el cable sin blindar, destacándose el ruido por sobre el pulso de interés.

Por otro lado, se debía tener en cuenta que la parte electrónica de los sensores no podía entrar en contacto con el agua en ningún momento. No obstante, como dichos sensores debían estar sumergidos, fue necesario encapsularlos y así aislarlos del agua. Para ello, una de las primeras pruebas fue la de rociar el par de sensores con una laca aislante. Si bien de esta manera era posible visualizar un pulso recibido, con el correr del tiempo dicha capa de laca se resquebrajó, el agua entró en contacto con los sensores oxidandolos y perdiéndose cualquier tipo de señal en la etapa de recepción. Una segunda versión consistió en encapsular los sensores con un sellador sintético tipo "Fastix". El resultado fue la atenuación completa de los sensores impidiendo la transmisión y recepción de cualquier señal acústica.

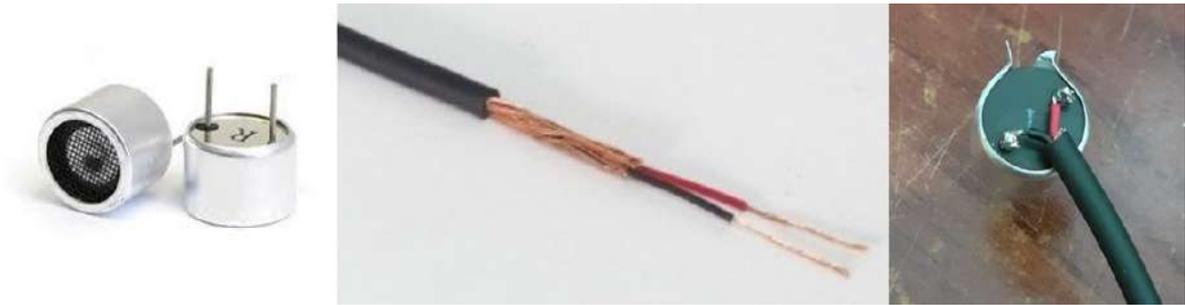


Figura 6.2: Sensores, cable blindado y soldadura.

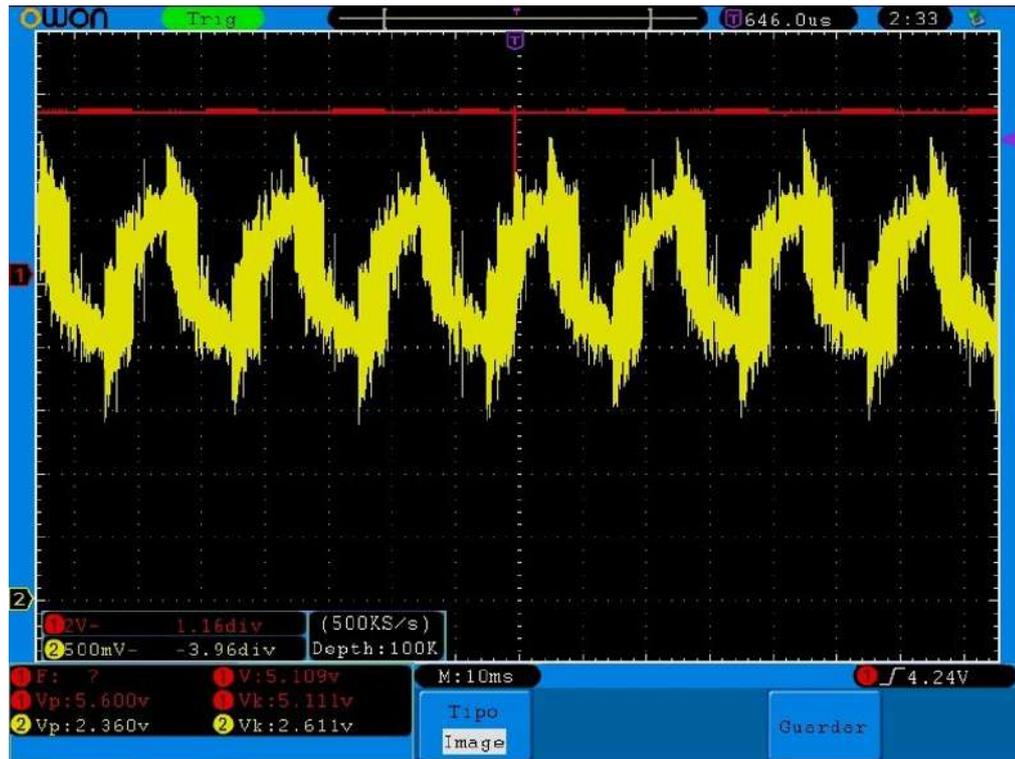


Figura 6.3: Señal correspondiente al pulso recibido inmersa en ruido.

Finalmente, y debido a los malos resultados, se decidió colocar los sensores dentro de tubos plásticos y rellenarlos con aceite vegetal, que actúa como aislante eléctrico y no provoca daño alguno sobre los piezoeléctricos, al menos a corto plazo. Además, se evita el contacto del piezoeléctrico con el agua, y al ser la impedancia acústica del aceite vegetal cercana a la del agua se consigue una mejor transmisión (mucho mejor en comparación a la interfaz agua-aire).

Por lo tanto, una vez hecha la soldadura de los cables al sensor, se perforaron los tubos plásticos y se pasó el cable dejando al sensor piezoeléctrico correctamente colocado en el extremo abierto del tubo. Para evitar el ingreso de agua y/o la pérdida de aceite se selló el agujero por el que pasó el cable. Para eso se utilizó nuevamente el sellador sintético tipo “Fastix”.

Por último, y una vez seco el sellado realizado, se vertió una cantidad de aceite tal que el sensor quedara sumergido completamente en él. Para cerrar el extremo abierto del tubo se utilizó un trozo de látex, que actuó como ventana acústica. Su pequeño espesor y elasticidad permitían el paso de la señal sin atenuación alguna. Todo este proceso de armado, se observa en la figura 6.4.

Una vez preparados los dos hidrófonos, como se dijo, se hicieron diferentes pruebas para comprobar su correcto funcionamiento. Con los cables sin blindar, el ruido era una constante



Figura 6.4: Armado del hidrófono y resultado final.

durante las mediciones. Una vez realizado el armado del par de sensores con cable mallado, se efectuaron distintas pruebas para observar algún tipo de cambio. Cuando el mallado de los cables no estuvo conectado a la masa del circuito, se pudo observar el ruido ya mencionado quedando la recepción del pulso acústico inmersa en este. Por el contrario, al realizar la conexión del mallado tanto del cable transmisor como receptor a GND, el ruido desapareció completamente. Sin embargo, al hacer esta conexión se observó cierto ruido durante el periodo de tiempo comprendido a la transmisión del pulso acústico. Se concluyó que había una inducción o interferencia de este pulso sobre la etapa receptora a través del propio circuito. Se decidió solo realizar la conexión del mallado a GND para el cable correspondiente al sensor receptor lo que produjo la eliminación de dicho ruido.

Otra característica de los sensores piezoeléctricos utilizados es su cubierta o carcasa metálica. A lo largo del proyecto, al llevar a cabo el armado de los sensores, se retiró dicha carcasa dejando el piezoeléctrico al descubierto. Esto no fue un problema hasta el momento de realizar las mediciones correspondientes a los valores de profundidad. Dado que el modo de realizar esta medición requería colocar ambos sensores uno al lado del otro, se pudo observar como, debido a la directividad propia de los sensores, el pulso recibido era el inducido por el sensor transmisor y no el debido al viaje a lo largo del medio acuático. Se llevó a cabo el armado de otro par de sensores dejando esta carcasa intacta, decisión que eliminó cualquier pulso producto de la directividad dada la cercanía entre los sensores. Sin embargo, al regresar a las mediciones de velocidad, la presencia de dicha carcasa era contraproducente. Por este motivo, se decidió seguir utilizando los sensores al descubierto y encontrar otra forma de realizar las mediciones de profundidad.

Un problema que apareció fue la durabilidad de los hidrófonos construidos de esta forma. Con la capa de látex utilizada como ventana acústica, pese a su buen desempeño inicial, se tuvo algunos imprevistos. Si no se tensaba lo suficiente, eventualmente comenzaba a arrugarse disminuyendo la sensibilidad y correcto funcionamiento de los sensores. Por otro lado, si se tensaba demasiado, era propensa a romperse liberando así todo el aceite. Para intentar solucionar este problema, se pasó a una ventana acústica más resistente: globos. Con estos, la capa fue más

duradera antes de comenzar a arrugarse, al igual que era mucho más difícil que se rompiera. En cuanto al desempeño electrónico, no se visualizaron diferencias importantes.

Durante la etapa final del proyecto, se comenzó a ver una mala respuesta por parte de los hidrófonos pese a su correcto armado con los tubos plásticos y a pesar que estos se construyeran con sensores totalmente nuevos. Por lo tanto, se decidió desarmarlos y sumergir los sensores piezoeléctricos directamente dentro de un globo lleno de aceite, como se muestra en la figura 6.5. Haciendo esto se logró un pulso en la etapa de recepción mucho más estable y de mayor amplitud, por lo que las mediciones finales se realizaron con este último diseño de hidrófonos.



Figura 6.5: Hidrófono construido a partir de un globo relleno de aceite.

Capítulo 7

Mediciones y resultados

Una vez finalizada la construcción y el armado tanto de la placa (con el sistema de medición completo) como del par de hidrófonos caseros, se comprobó su correcto funcionamiento en conjunto y se realizaron las mediciones correspondientes.

De acuerdo a los objetivos del proyecto, era necesario realizar mediciones tanto para la velocidad del sonido como de la profundidad a la que era obtenida. Para eso, se llevaron a cabo pruebas en diferentes ámbitos, dependiendo las necesidades para cada una.

A lo largo de este capítulo se desarrolla el proceso de medición utilizado en las diferentes pruebas, los cálculos realizados y su análisis, y los resultados obtenidos. Por último se detallan las conclusiones obtenidas de dichas mediciones, la precisión, el error cometido al llevarlas a cabo, entre otras; y aquellas correspondientes al proyecto en general, teniendo en cuenta los problemas enfrentados, el tiempo requerido y las posibles mejoras a desarrollarse en un futuro en el sistema.

7.1. Proceso de medición

El proceso de medición se dividió en dos etapas. En la primera, se utilizó una primera estructura diseñada, el par de hidrófonos construidos en base a los sensores de ultrasonido y una pecera para realizar las mediciones de velocidad del sonido bajo el agua. En la segunda etapa, se realizaron mediciones, tanto de velocidad como de profundidad, dentro de una pileta.

7.1.1. Primera etapa

El primer ámbito de pruebas consistió de una pecera de vidrio con dimensiones de 60 x 30 x 30 cm a la que se llenó con una cantidad de agua suficiente para que los hidrófonos quedaran sumergidos en su totalidad. Para mantener firme las sondas a la distancia establecida se armó una estructura en base a cable canal y abrazaderas, cómo se ve en la figura 7.1. Así, se pudo colocar a los hidrófonos a una distancia fija de 36,2 cm, quedando este primer ámbito de pruebas listo para realizar las mediciones de velocidad del sonido.

Antes de comenzar con las mediciones propiamente dichas, se debió corroborar el correcto funcionamiento de cada una de las etapas circuitales en la placa. En las figuras 7.2 y 7.3 se observa: la portadora generada cuya frecuencia es de 40 kHz, y una de las salidas del driver que contiene el pulso modulado (recordando que el hidrófono transmisor se conecta de manera diferencial a las salidas del driver, cada una con una señal de 5 Vpp, siendo transmitido entonces un pulso de 10 Vpp).

Así, se transmitió el pulso modulado recibiendo en el receptor. En la figura 7.4 puede apreciarse el pulso recibido luego de la etapa de amplificación. Este pulso recibido corresponde al pulso modulado enviado que, debido a las limitaciones de ancho de banda del medio, queda filtrado y ensanchado en el tiempo. Además, se debe tener en cuenta que el sensor piezoeléctrico utilizado como hidrófono, permanece resonando durante un periodo de tiempo luego de la



Figura 7.1: Ámbito de pruebas para medición de velocidad del sonido.

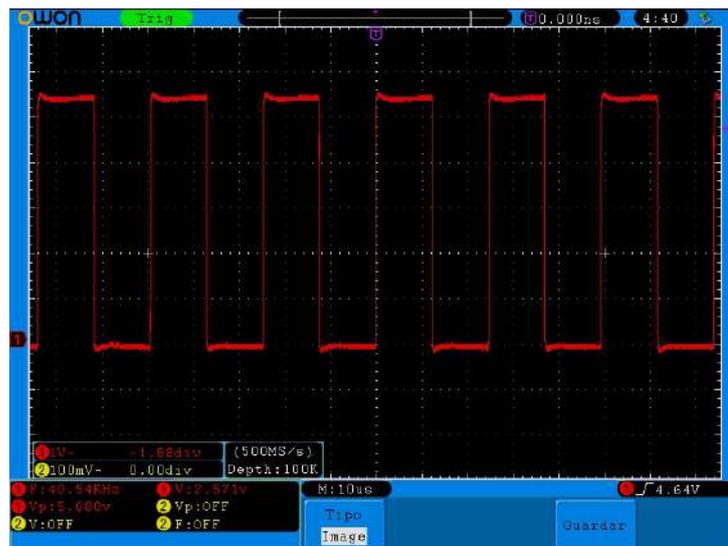


Figura 7.2: Portadora de 40 kHz (salida CD4047).

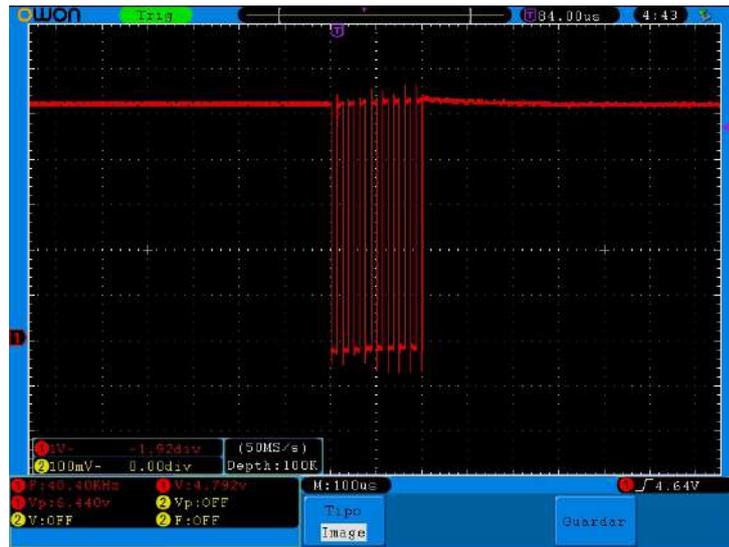


Figura 7.3: Tren de pulsos en una de las salidas del driver, compuesto por 8 pulsos de portadora.

transmisión, lo que contribuye a dicho ensanchamiento temporal. En la imagen se puede ver un retardo de aproximadamente $286 \mu\text{seg}$.

Durante estas mediciones se tomó la temperatura del agua que se estaba utilizando, siendo de 21°C . Para dicho valor y considerando una salinidad propia al agua dulce (0.05%) se pudo determinar el valor teórico para la velocidad del sonido a partir de la ecuación (1.5) dando como resultado un valor de $1485,45 \text{ m/s}$. Teniendo en cuenta este último valor y la distancia recorrida por el pulso, fue posible calcular un retardo teórico igual a:

$$\text{retardoteorico} = \frac{\text{distancia}}{\text{velocidad}} = \frac{0,36\text{m}}{1485,45\text{m/s}} = 242,35\mu\text{seg} \quad (7.1)$$

Entre el valor real obtenido en la figura 7.4 y el teórico de la ecuación (7.1), se aprecia una diferencia de $43,65 \mu\text{seg}$. La misma, se atribuye al ensanchamiento del pulso por la banda limitada del canal y la precisión al medir sobre la pantalla del osciloscopio, en la que no es posible determinar con certeza el comienzo de la señal. De todas maneras, esto no es un problema en principio, dado que de tratarse de un error sistemático bastaría con eliminarlo por código para aplicar la corrección adecuada.

En la figura 7.5 se observa la salida del detector de envolvente (con respecto al pulso transmitido).

Por otro lado, en la figura 7.6 se muestra la salida del detector de envolvente con respecto al pulso amplificado. En otras palabras, se observa lo que ingresa al detector de envolvente y lo que se obtiene a su salida. Lo primero a destacar es la diferencia de tensión continua en la que están montadas las señales, lo que se atribuye a los $0,4 \text{ v}$ que caen en el diodo del detector. La constante de tiempo de descarga es mucho mayor a la de carga, pero para este caso y dado que entre mediciones se deja un tiempo de separación de 1 seg , esto no afecta el desempeño del sistema.

Finalmente en la figura 7.7 se muestra la salida del comparador de umbral (la señal utilizada como interrupción para el microcontrolador), cuyo umbral fue fijado en $2,8 \text{ v}$. Observando los cursores en dicha imagen, se puede ver un retardo de $130 \mu\text{seg}$ aproximadamente con respecto a la entrada del detector. Si se tiene en cuenta que ya había un retardo de $286 \mu\text{seg}$, sumado a este, se obtienen en total $416 \mu\text{seg}$ de retardo. Este valor es casi el doble que el valor teórico de $242,35 \mu\text{seg}$ dados por la ecuación (7.1).

Ahora bien, si la tensión de umbral se modificara a un valor de por ejemplo $2,6 \text{ v}$, se puede ver en la figura 7.8 como el retardo disminuye considerablemente, pasando de $130 \mu\text{seg}$ a 44



Figura 7.4: Pulso transmitido (roja) y el correspondiente recibido (amarilla).

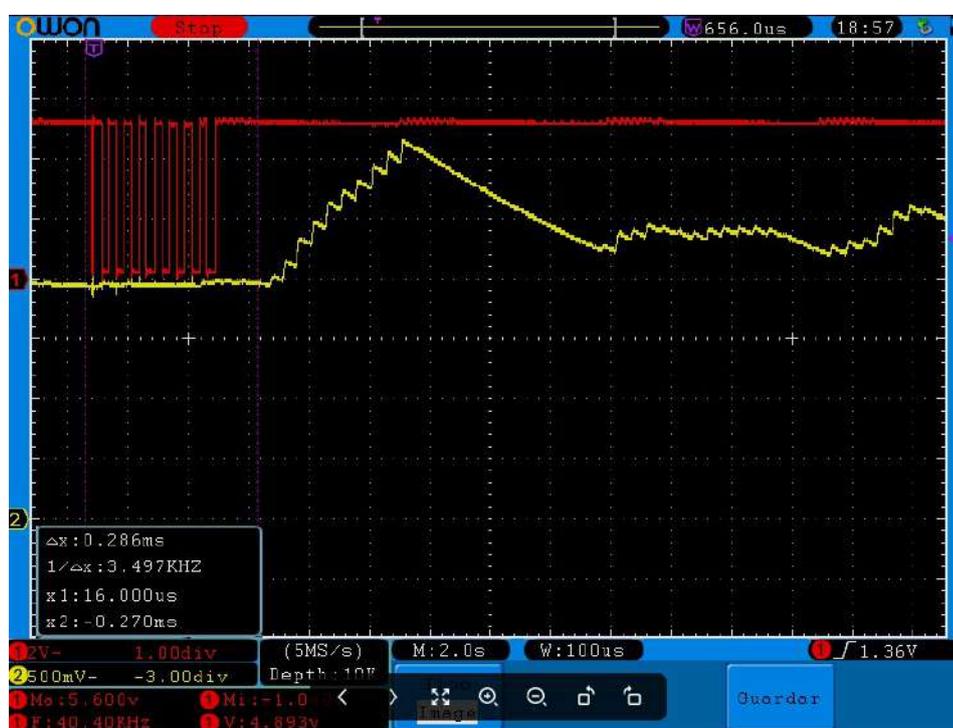


Figura 7.5: Pulso transmitido y señal demodulada.



Figura 7.6: Rojo: entrada al detector de envolvente. Amarillo: salida del detector de envolvente.



Figura 7.7: Salida comparador de umbral con respecto al pulso recibido y amplificado, con tensión de umbral de 2,8 v.

μseg . Esto quiere decir que, dependiendo de la tensión utilizada como umbral por el comparador, el retardo resulta variable.

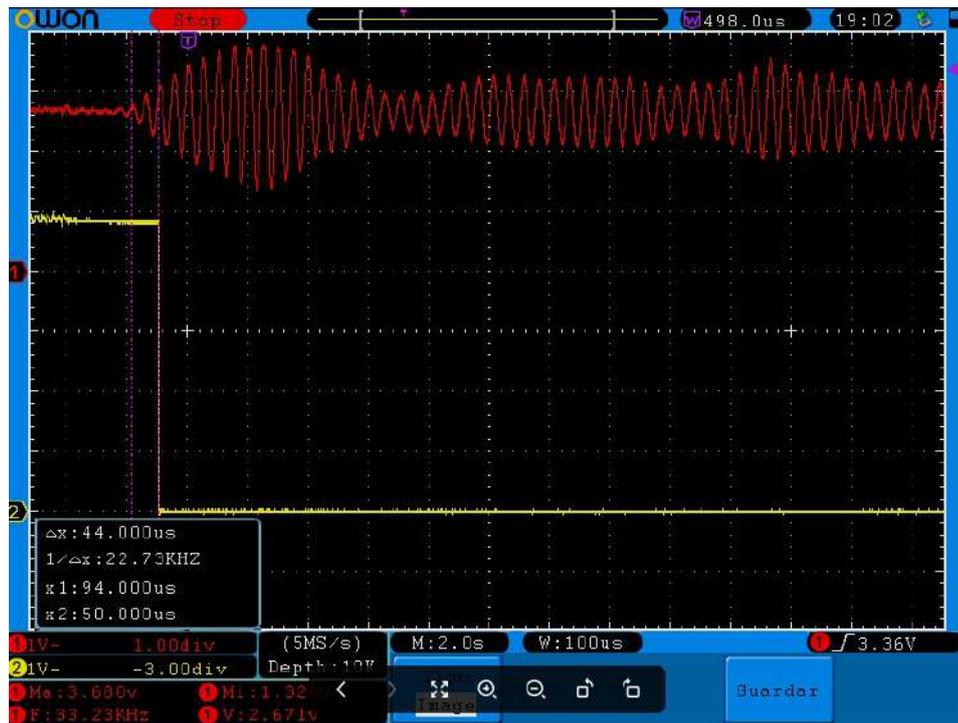


Figura 7.8: Salida comparador de umbral con respecto al pulso recibido y amplificado, con una tensión de umbral de 2,6 v.

El retardo agregado por las diferentes etapas del circuito una vez conocido no es un problema, dado que por código de programa es posible eliminarlo de las muestras tomadas. El inconveniente está en que el retardo total que se vio en la medición corresponde a una muestra en particular. Como se dijo, el medio acuático es dinámico, por lo que el pulso recibido es diferente entre mediciones, haciendo que el retardo total calculado sea diferente. En otras palabras, la corrección que se hace por código no es capaz de eliminar completamente el error en la medición. Por este motivo fue necesario la toma de un número determinado de muestras y obtener un promedio de ellas.

El código de medición diseñado permite tomar muestras a intervalos de un segundo entre cada una de ellas, con un máximo de 30 muestras disponibles por medición. Bajo las condiciones de temperatura y distancia mencionadas, se llevó a cabo la toma de 300 muestras que fueron almacenadas para su análisis. A cada una de ellas, mediante código de programa, se restó la diferencia entre el retardo teórico y el medido ($286 - 242,35 = 43,65 \mu\text{seg}$) y el retardo agregado por la etapa de comparación ($130 \mu\text{seg}$), es decir, un total de $173,65 \mu\text{seg}$.

De este análisis se obtuvo un valor de retardo promedio igual a $212,31 \mu\text{seg}$, con una desviación muestral de $7,7 \mu\text{seg}$, resultando en un error de $\pm 23,1 \mu\text{seg}$ considerando un nivel de confianza del 99 %. Extrapolando este resultado al cálculo de velocidad, se obtiene una velocidad promedio de $1697,9 \text{ m/s}$ con una desviación muestral de $61,64 \text{ m/s}$ y un error de $\pm 185 \text{ m/s}$ con una confianza del 99 %.

De los resultados obtenidos es posible notar que el valor promedio de velocidad no se asemeja al de 1485 m/s esperado. Esto sucede debido a que el retardo obtenido, pese a la corrección mediante código, no coincide con el teórico. El problema se encuentra en la precisión de las mediciones. Teniendo en cuenta un rango de valores de velocidad de entre 1450 m/s a 1550 m/s como caso más común, cometer un error de $61,64 \text{ m/s}$ es importante teniendo que trabajar sobre él para reducirlo lo máximo posible.

Un aspecto que se debe tener en cuenta es el de los rebotes. Como se muestra en la figura 7.9, si se modifica la escala de tiempo del osciloscopio para observar durante un mayor tiempo la señal recibida, se pueden ver múltiples lóbulos en el pulso recibido. Las razones por las que esto ocurre son varias, entre ellas el tiempo que permanece el piezoeléctrico resonando luego de la transmisión, y el ancho de banda limitado del medio. Sin embargo, al tratarse de mediciones realizadas en una pecera de tamaño reducido, se generan rebotes en sus paredes que se traducen en el pulso mencionado. Si bien este comportamiento se extiende aproximadamente hasta unos 5 mseg luego del comienzo del pulso recibido, al tomar muestras a intervalos de 1 segundo no deberían interferir unas con otras. Sin embargo, la deformación que sufre el pulso si puede ser un problema para su correcta demodulación y detección, por lo que se decidió descartar la pecera y realizar mediciones en un ámbito diferente.

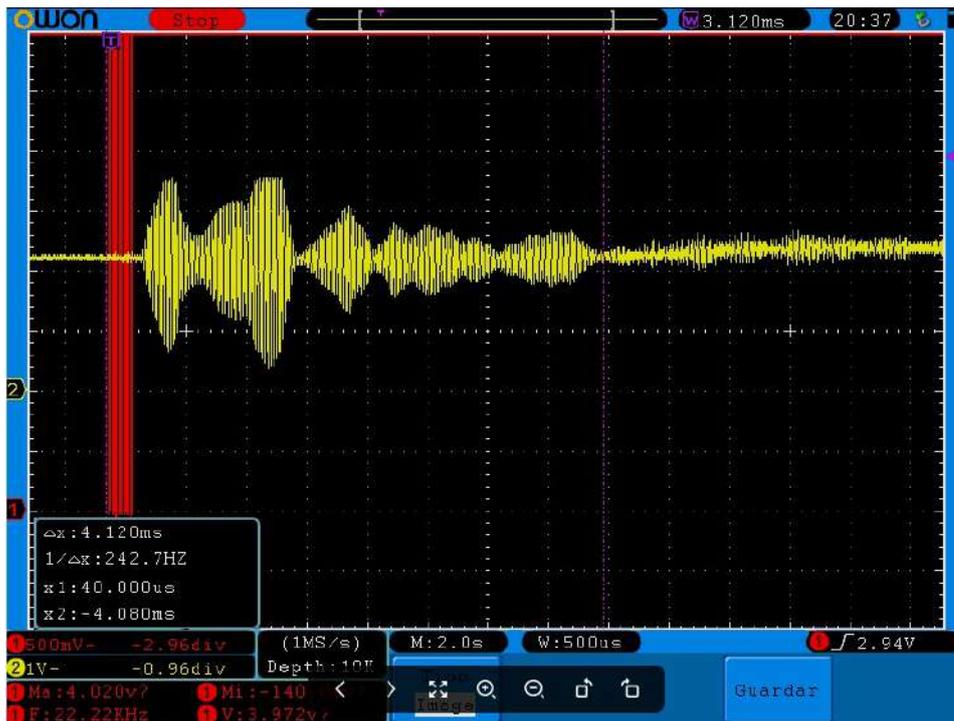


Figura 7.9: Señal roja: pulso transmitido. Señal amarilla: salida del amplificador de la etapa receptora.

7.1.2. Segunda etapa

Con las mediciones en la pecera concluidas, se decidió pasar a una pileta con el fin de probar el sistema en un medio más cercano al real, intentando eliminar los rebotes con las paredes; y verificar el funcionamiento del sistema encontrando posibles problemas que dentro de la pecera no hubieran sido percibidos. En este caso, las dimensiones de la pileta fueron de 5,2 x 2,9 x 1,3 m.

Uno de los primeros inconvenientes fue que la estructura utilizada en la pecera cedía frente a la presión ejercida por el agua durante la sumersión, generando una variación en la distancia de separación. Por lo tanto, se diseñó una nueva estructura a partir de tubos de PVC e impresiones 3D. Dada su rigidez, se logró resolver dicho problema de estabilidad además de posicionar los hidrófonos a una distancia fija mayor e igual a 39 cm. Se utilizaron los hidrófonos armados a partir de los sensores de ultrasonido cuyo armado se explicó en el capítulo anterior. La estructura diseñada se muestra en la figura 7.10 y el sistema completo sumergido y realizando las mediciones en la figura 7.11.



Figura 7.10: Estructura utilizada para las mediciones en pileta de natación.

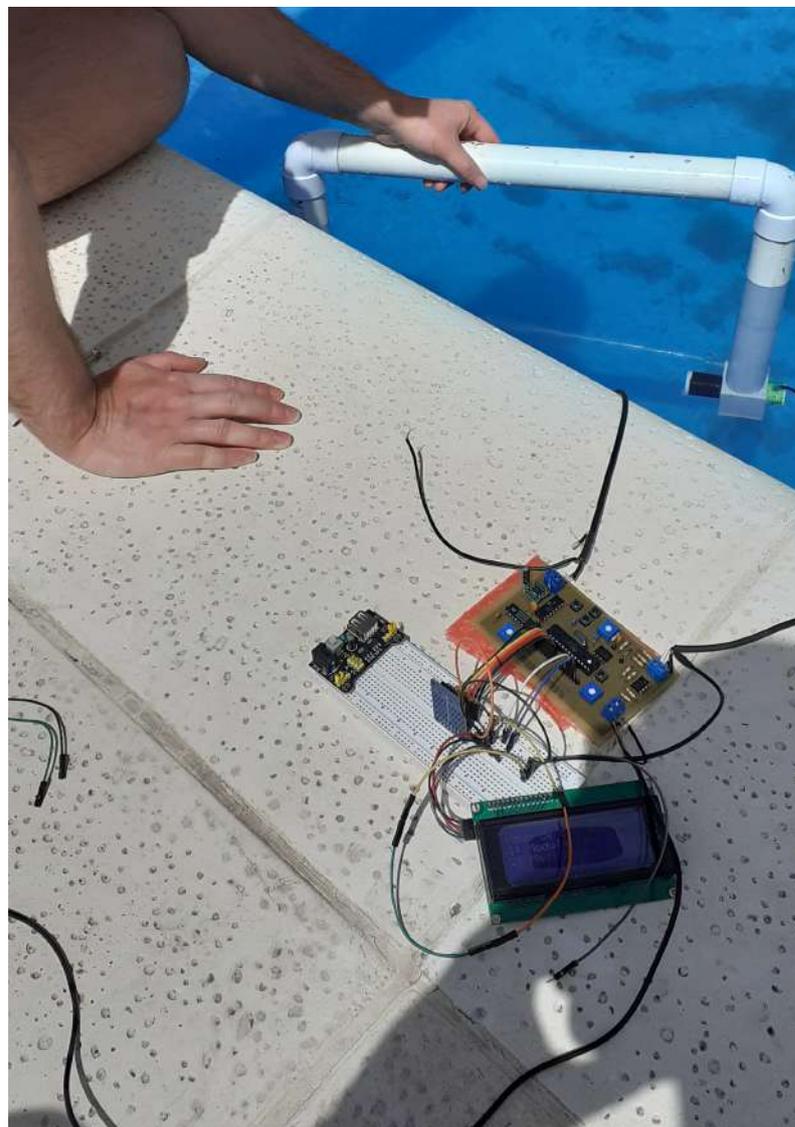


Figura 7.11: Sistema de medición en pileta.

En esta nueva etapa de medición, la temperatura del agua tuvo un valor igual a 28°C al momento de su realización. En la figura 7.12 se observa el retardo obtenido entre el pulso transmitido y el recibido, tiempo que fue medido con los cursores del osciloscopio dando como resultado un retardo de 310 μseg . Una cuestión a tener en cuenta es la forma del pulso recibido, que ante la ausencia de paredes donde rebotar (como si existía en la pecera), se tiene como resultado un único lóbulo principal, lo que se traduce en una señal más “limpia”.

Por lo tanto, y de forma análoga a lo planteado para las mediciones en la pecera, se tomó el valor de temperatura y salinidad y se calculó un valor teórico de velocidad, siendo el resultado un valor de 1503 m/seg. Por lo tanto, el retardo teórico que debería haberse dado fue de

$$\text{retardoteorico} = \frac{\text{distancia}}{\text{velocidad}} = \frac{0,39\text{m}}{1503\text{m/s}} = 260\mu\text{seg} \quad (7.2)$$

Nuevamente, fue necesario eliminar mediante código de programación la diferencia entre retardos, siendo esta de 310-260=50 μseg que una vez más resultó constante entre mediciones.

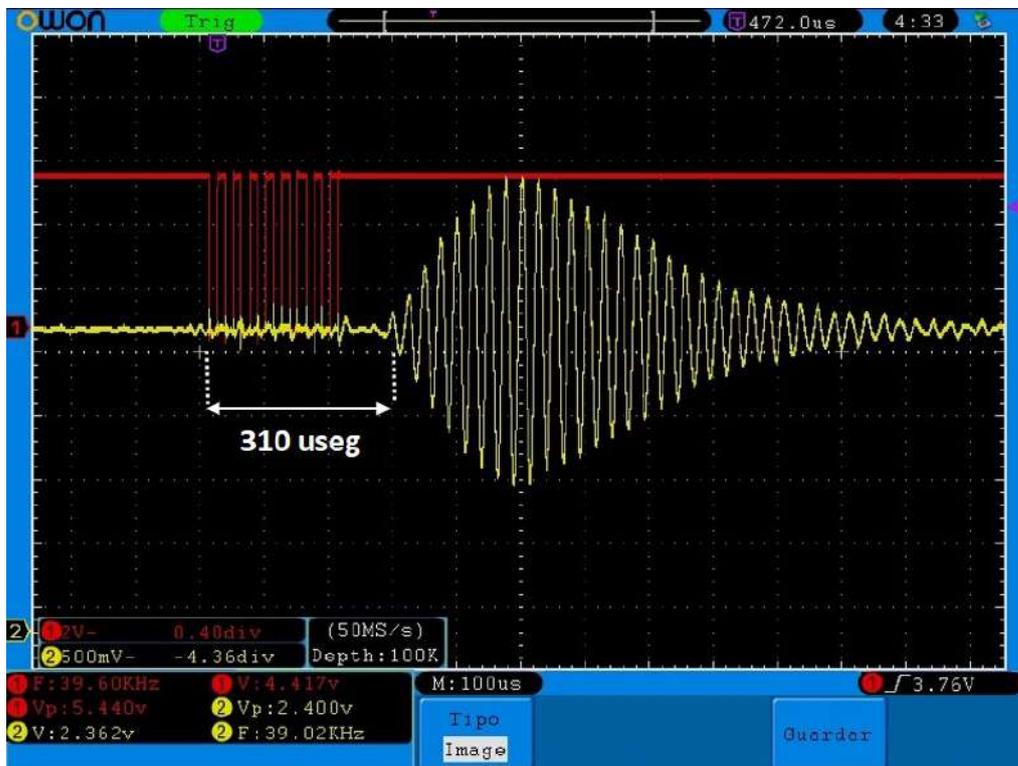


Figura 7.12: Pulso transmitido (rojo) y recibido amplificado (amarillo), medición en pileta.

Para visualizar la ganancia real obtenida en la etapa amplificadora del receptor, se comparó la señal a la entrada de dicha etapa con su salida, como se observa en la figura 7.13. Se pudo utilizar los cursores del osciloscopio, y se midió un pulso de entrada de aproximadamente 144 mVpp, mientras que la señal a la salida tenía una amplitud de 2,4 Vpp. De esta manera la ganancia real fue de 17 veces, valor menor al teórico calculado de 25 veces. Se debe aclarar que este valor teórico no corresponde a la ganancia de 100 veces diseñada originalmente, dado que a la frecuencia de resonancia de los piezoeléctricos, el bloque depende de la ganancia de lazo abierto del propio amplificador operacional. El hecho de trabajar a lazo abierto dificulta la replicación de este bloque por depender, como se dijo, de las características reales del operacional y no de la realimentación diseñada.

En la figura 7.14 se observa el funcionamiento de la etapa de demodulación. La señal obtenida tuvo un tiempo de carga que permite seguir la forma del pulso, mientras que el de

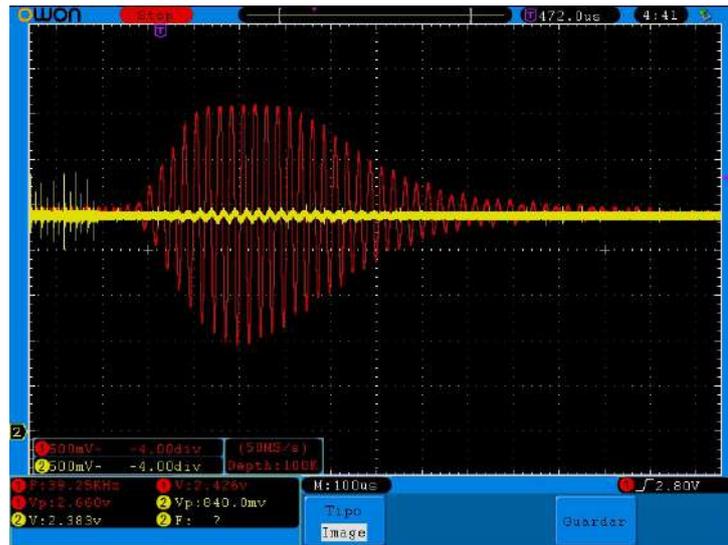


Figura 7.13: Comparación del pulso recibido antes y después de la etapa amplificadora.

descarga fue más lento, generando una cola mucho más larga. Sin embargo, esta duración que viene dada por la constante de tiempo $\tau = RC = 1\text{mseg}$ es lo suficientemente pequeña para no interferir entre una medición y la siguiente, dado que como se dijo, la separación temporal entre muestra y muestra es de 1 seg.

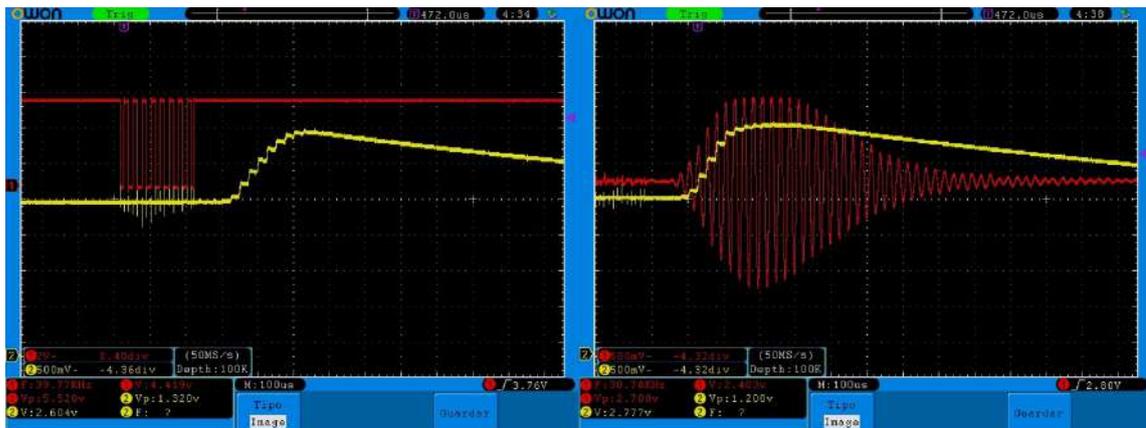


Figura 7.14: Izquierda: Comparación pulso Tx y pulso demodulado. Derecha: Pulso recibido antes y después de la demodulación.

Por último, la etapa de comparación nuevamente generó un retardo variable. En la figura 7.15 puede verse la salida del comparador con respecto al comienzo de la transmisión del pulso, con un retardo total de aproximadamente $380\ \mu\text{seg}$. Durante la realización de estas mediciones, el retardo agregado por la etapa de comparación se consideró en promedio igual a $74\ \mu\text{seg}$. En la figura 7.16 se brinda a modo de ejemplo, el retardo comprendido entre el comienzo del pulso de recepción y la transición del estado HIGH a LOW.

Finalmente, se llevó a cabo la toma de 300 muestras que fueron almacenadas para su análisis. Por lo ya visto en las imágenes, el pulso recibido tenía un retardo de $50\ \mu\text{seg}$ mayor al teórico. Por otro lado, el comparador de umbral agregó un retardo variable cuyo promedio fue de $74\ \mu\text{seg}$. Debido a esto, se propuso restar por código a cada una de las muestras los $124\ \mu\text{seg}$ y a partir de allí hacer el análisis estadístico para determinar el error de precisión.

En la figura 7.17 se observa la distribución de las 300 muestras tomadas, una vez hecha la corrección del error sistemático (los $124\ \mu\text{seg}$). Tomando la totalidad de las muestras, se obtuvo



Figura 7.15: Salida del comparador de umbral con respecto al pulso transmitido.

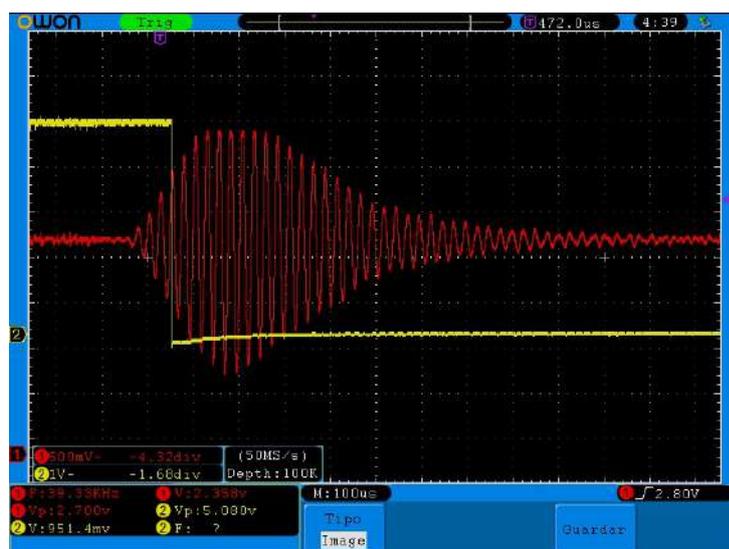


Figura 7.16: Salida del comparador de umbral con respecto a la salida de la etapa amplificadora.

un promedio igual a $249 \mu\text{seg}$, siendo este un valor más cercano al correspondiente con retardo teórico de $260 \mu\text{seg}$ dado por la ecuación (7.2). En la tabla 7.1 se presentan otros valores obtenidos a partir del análisis estadístico.

	Retardo de tiempo [μseg]	Velocidad del sonido [m/s]
Promedio	249,137	1567,326
Desviación muestral	8,714	55,262
Error dispersión	26,142	165,787

Tabla 7.1: Análisis estadístico para las 300 muestras tomadas.

Por otro lado, a partir de las 300 muestras de retardo medidos se calculó el valor para la velocidad del sonido. Finalmente se tomó el promedio de estos 300 valores obteniendo como resultado una velocidad promedio de $1567,3 \text{ m/s}$. Este y otros valores se resumen también en la tabla 7.1.

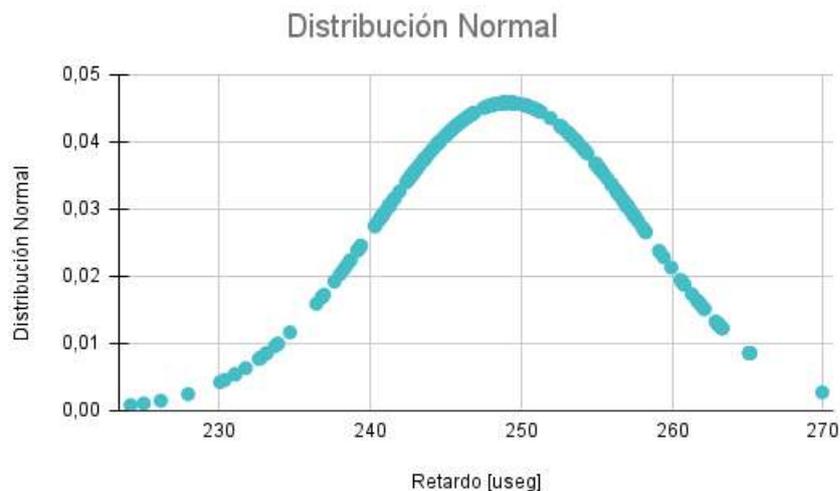


Figura 7.17: 300 muestras obtenidas en la medición de retardo dentro de la pileta.

Si bien, y como ya se dijo, el dispositivo es capaz de tomar muestras a intervalos de un segundo, no sería conveniente tener la necesidad de almacenar 300 muestras por cada medición requerida. Es por eso que se decidió analizar qué ocurría tanto con el promedio del retardo como de la velocidad a medida que se aumentaba la cantidad de muestras promediadas. Este procedimiento se representa en la gráfica de la figura 7.18, en la que se observa cómo a medida que aumenta el número de muestras promediadas, el retardo comienza a tender a un valor constante de aproximadamente $249 \mu\text{seg}$. Este comportamiento se da a partir de tomar un mínimo de 30 muestras.

Por su parte, en la figura 7.19 se muestra el comportamiento dado por el error de tiempo, es decir, la diferencia entre el retardo teórico ($260 \mu\text{seg}$) y el promedio obtenido al aumentar en uno las muestras promediadas. Una vez más, se observa un comportamiento que tiende a ser constante, con un valor igual a $11 \mu\text{seg}$, a partir de las 30 muestras promediadas.

De igual manera, extrapolando el análisis a la medición de velocidad se obtiene la gráfica de la figura 7.20, cuya curva sigue en comportamiento a la del retardo. Esto significa que, cuando el retardo promedio toma valores bajos (menores al teórico), la velocidad del sonido alcanza su máximo; y a medida que el retardo se estabiliza también lo hace la velocidad. Se debe tener en

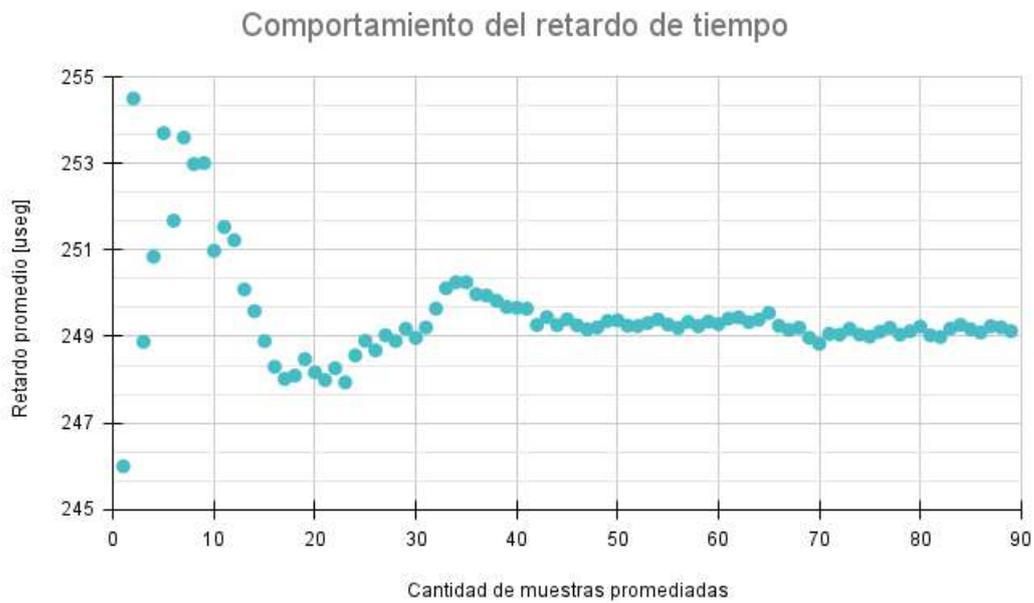


Figura 7.18: Valor promedio del retardo temporal vs Cantidad de muestras tomadas.



Figura 7.19: Error de tiempo vs Cantidad de muestras tomadas.

cuenta que para este análisis se atribuyó como fuente de error a la medición de retardo, y no a la de temperatura ni distancia.



Figura 7.20: Valor promedio de velocidad vs Cantidad de muestras tomadas.

Luego, se decidió tomar cada grupo de 30 muestras (10 grupos) y realizar el mismo análisis estadístico. A partir de ello se pudo obtener valores tanto para la desviación como para el error de dispersión y de esta manera realizar una comparación con los valores obtenidos anteriormente. Un resumen de los resultados obtenidos se muestra en la tabla 7.2.

Al hacer dicho análisis, se concluyó que tomando 30 muestras por medición, y al aplicar estadística en 10 grupos, se obtuvo un retardo promedio de $249,13 \mu\text{seg}$, similar a cuando se tomaron 300 muestras (tabla 7.1). En cuanto a la desviación muestral, esta disminuyó a $1,42 \mu\text{seg}$ (esto teniendo en cuenta que se están promediando 10 grupos de mediciones, lo que no es una cantidad suficiente para poder tener un resultado estadístico más concluyente, y posiblemente tendería a bajar con más mediciones), lo que por siguiente derivó en un error de $\pm 4,28 \mu\text{seg}$ con una confianza del 99 %. Haciendo el mismo análisis para el caso de la velocidad se obtuvo un valor promedio de $1564,94 \text{ m/s}$, con una desviación muestral de $12,66 \text{ m/s}$ lo que lleva a un error menor a 38 m/s con una confianza del 99 %. Un valor mucho menor en comparación a los $\pm 165,7 \text{ m/s}$ obtenidos antes (ver tabla 7.1).

Utilizando el mismo banco de trabajo al mostrado en la figura 7.11 se realizaron mediciones de profundidad. La estructura se colocó en forma vertical, por lo que era esperado medir una profundidad de aproximadamente 39 cm. Una sonda se encontraba apuntando hacia arriba, mientras que la otra hacia abajo.

Con este procedimiento se buscó principalmente demostrar la utilidad del método implementado para medir la profundidad. Las variaciones de la velocidad del sonido con respecto a la profundidad, toman relevancia al considerar distancias en el orden de los metros. Por lo tanto, la resolución con la que se mide es acorde a estos valores.

Durante este proyecto, al realizar mediciones en el orden de los cm, no se buscó una mejora en la resolución con la que se tomaron las muestras, dado que cualquiera fuera su valor sería aceptable para una medición real de este parámetro.

Al realizar estas mediciones de profundidad, surgieron problemas con los hidrófonos utilizados debido a la forma en que estos fueron construidos. Como se comentó en el capítulo 6, las sondas son armadas de manera casera. Si bien al momento de su construcción se intentó llenar los tubos plásticos en su totalidad con el aceite, aparecieron pequeñas burbujas de aire. El hecho de que estuvieran presentes estas burbujas en la medición de velocidad no afectó las mediciones, dado que al encontrarse los hidrófonos de manera horizontal la burbuja de aire se

Grupo	Retardo promedio [μseg]	Velocidad del sonido [m/s]
1	248,968	1566,464
2	249,602	1562,487
3	248,962	1566,504
4	247,925	1573,058
5	249,750	1561,562
6	249,961	1560,241
7	246,306	1583,398
8	251,745	1549,189
9	249,654	1562,164
10	248,455	1569,701
	Retardo [μseg]	Velocidad [m/s]
Promedio	249,133	1564,939
Desviación muestral	1,428	12,662
Error dispersión	4,284	37,985

Tabla 7.2: Análisis estadístico al tomar 10 grupos de 30 mediciones.

elevaba y no interfería en el camino del sensor. Sin embargo, para el caso de la profundidad fue diferente. Al colocarlos en vertical, en la sonda que apuntaba hacia arriba, dicha burbuja de aire se colocó en el camino generando una interfaz aceite-aire-látex. Este efecto se vio reflejado en las mediciones, observándose una atenuación de las señales de interés.

Por lo tanto, se recurrió al uso de hidrófonos contruidos con globos, cómo se mencionó en el capítulo 6. Con este nuevo par uno de ellas actuó cómo boya, mientras que el otro se sumergió lentamente para notar la variación en el retardo de la señal. Las pruebas fueron exitosas, y se logró obtener mediciones hasta 50 cm de profundidad (dado que para distancias mayores la señal era muy débil para poder ser detectada).

Teniendo en cuenta todo lo mencionado, se tomaron 300 muestras colocando los hidrófonos a una distancia igual a la de la estructura (39 cm). Dado que para el cálculo de la profundidad es necesario definir un valor de velocidad del sonido, se consideró no utilizar el valor medido por el propio sistema sino tomar un valor promedio acorde a la temperatura ambiente (20-25 °C). Por lo tanto, mediante código de programa se consideró un valor de velocidad igual a 1490 m/s. Cabe aclarar que al tomar un valor de temperatura diferente al que el agua tenía al momento de realizar las mediciones y en consecuencia un valor diferente de velocidad, se estaría agregando un error mayor en las mediciones. No obstante, promediando estas muestras se obtuvo como resultado una profundidad promedio de 37,1 cm y un error de $\pm 3,9$ cm.

7.2. Posibles implementaciones a futuro

En este apartado se pretende definir una serie de mejoras que deberían realizarse con el fin de continuar con el desarrollo del sistema de medición y del proyecto en sí mismo. Estas permitirían lograr un sistema más compacto, con un mejor diseño circuital, pero también proporcionarle las características necesarias para convertirse en un posible producto final.

En primer lugar es necesario hablar de la placa construida. Dicha placa se realizó con la intención de ser una versión de prueba, conteniendo únicamente lo esencial para llevar a cabo las mediciones de velocidad y/o profundidad, es decir, las etapas de transmisión y recepción. Es por esto, que componentes como la pantalla LCD o el adaptador SD no están incluidos. En un

rediseño de esta placa deberían ser incorporados, dado que actualmente se utilizan montados sobre una protoboard y conectados a la placa mediante cables.

Con respecto a cuestiones circuitales se plantean también una serie de cambios. El primero de ellos es la posibilidad de agregar reguladores de tensión, que permitan valores diferentes (3v3, 5v y 9v), dado que actualmente la placa trabaja con una tensión única de 5v. De esta manera, sería posible trabajar con tensiones mayores (por ejemplo 9v), en etapas como la de transmisión (driver), para aumentar la potencia del pulso emitido.

En segundo lugar, se debería realizar un desarrollo más detallado para con el uso de algunos componentes. En el caso del amplificador operacional utilizado en la amplificación de la etapa de recepción (LM358), debido a la forma en que fue realizado, la ganancia depende del propio operacional teniendo como resultado un diseño no escalable.

Siguiendo con este planteo, se debería desarrollar la medición de velocidad y profundidad de forma simultánea. Esto requeriría el uso de 4 hidrófonos, el agregado de dos entradas extra y un multiplexor que permita seleccionar el par correspondiente a la medición que se desee realizar.

Por otro lado, uno de los objetivos secundarios del proyecto pretendía la realización de una comunicación con el sistema de medición. Esta comunicación se planteó mediante un módulo WiFi para reemplazar el uso de la pantalla LCD y la botonera que, al igual que los componentes mencionados, no se encuentra en la versión actual de la placa. El planteo propuesto es entonces unificar el uso de todos estos componentes alternativos en uno solo, incluyendo en la placa el módulo WiFi ESP8266 y los códigos de programa que permitan al usuario alternar en el modo en que quiere visualizar los datos e ingresar las opciones de medición.

Esto lleva a un nuevo inconveniente: la memoria RAM del Atmega 328p. Una limitación que se tuvo con este microcontrolador es la capacidad de su memoria (se debió optimizar el código para unificar estos métodos alternativos ya que en los dos se producía un Stack Overflow). No solo eso, la cantidad actual de muestras que es posible tomar (30) está igualmente limitada por la memoria. Una solución a este problema es reemplazar el Atmega 328p por otro con características similares en cuanto a procesamiento y capacidad de cálculo, pero con mayores capacidades de memoria (como puede ser el Atmega2560).

Una última cuestión con respecto a la placa es el agregado de un puerto ICSP que permita programar el microcontrolador sin la necesidad de retirarlo de la misma.

Por otra parte, se debería trabajar en las mediciones tanto de velocidad como de profundidad. En primer lugar, es necesario el planteo de un completo rediseño de los hidrófonos utilizados, debido a la inestabilidad y falta de fiabilidad de los actuales. Con respecto a la medición de profundidad, esta tuvo un fin experimental, pero como se dijo, no sería escalable a grandes profundidades. Es por esto que se debería barajar la posibilidad de incorporar un manómetro de bajo costo o un piezoeléctrico que pueda cumplir con esta función. Además, tener en cuenta el agregado a la placa, de la circuitería correspondiente para el manejo de este sensor.

Por último, se debería trabajar en el diseño de una carcasa de sumersión para todo el sistema de medición que permita mantener la estanqueidad de toda la etapa circuital, y lograr la estabilidad necesaria para la correcta toma de muestras.

7.3. Conclusiones

De todo lo expuesto a lo largo de este proyecto es posible sacar algunas conclusiones. En primer lugar se cumplió el objetivo principal, es decir, el diseño y posterior construcción de un dispositivo a modo de prototipo, que es capaz de medir tanto la velocidad del sonido de manera directa como la profundidad.

El análisis teórico realizado permitió en principio contextualizar la problemática objetivo de este proyecto, y brindar la información necesaria para el entendimiento del desarrollo planteado a lo largo del mismo. Se caracterizaron las ondas mecánicas, su preferencia frente a las ondas electromagnéticas y su comportamiento en medios acuáticos, enumerando las limitantes que en

estos aparecen. Por otro lado, se llevó a cabo el estudio de la piezoelectricidad y los materiales que la poseen. Este efecto tan característico permitió el desarrollo de los hidrófonos utilizados a lo largo del proyecto, transformando las señales eléctricas en ondas de presión y viceversa. Además, se planteó la caracterización de los diferentes sensores utilizados, con el propósito de comparar su comportamiento teórico con el real.

En cuanto al diseño circuital planteado es posible decir que es correcto. Pese a las mejoras que deberían implementarse en un futuro y que fueron enumeradas en el apartado anterior, se logró obtener resultados acordes a los esperados haciendo uso de componentes comunes. En primer lugar, cabe destacar el funcionamiento óptimo del Atmega 328p que, a pesar de tratarse de un microcontrolador de 8 bits de bajo procesamiento, realizó gran número de tareas convirtiéndose en el eje central de todo el sistema de medición. Por otro lado, se debe destacar la elaboración del PCB a través del método de película fotosensible. Pese a no contar con experiencia previa en el proceso de realización, se obtuvo como resultado una placa totalmente funcional y de tamaño reducido.

Con respecto a la estructura utilizada como soporte se puede afirmar que tuvo un buen desempeño. Si bien fue de gran utilidad y su funcionamiento fue correcto, permitiendo colocar los hidrófonos en una posición y distancia fijos, sería adecuado un rediseño para lograr mayor estabilidad o incluso la elaboración de una carcasa para la completa sumersión del sistema. Por falta de tiempo y por ser un proyecto a tratarse por sí mismo (y fuera del alcance en cuanto a los conocimientos necesarios) fue descartada esta idea.

Otro punto importante durante el proyecto fueron los sensores utilizados y el armado de los hidrófonos caseros. Si bien fue posible llevar a cabo las mediciones necesarias, su funcionamiento se encuentra lejos de ser el óptimo. En primer lugar, el armado de estos consiste en un proceso engorroso que requiere de tiempo y cuidado. Además, distintos factores deben ser tenidos en cuenta, entre ellos: la posición del sensor dentro del tubo plástico, la presencia de aire dentro de dicho tubo, el material utilizado como ventana acústica, entre otros. Todos ellos son cruciales a la hora de la estabilidad de las señales con las que se debe trabajar y dado que se trata de múltiples fuentes de error, es complejo arribar a un correcto funcionamiento. Por otro lado, es necesario destacar la falta de fiabilidad por parte de estos. Se debieron construir gran número de estos hidrófonos debido a su aleatoria durabilidad, permaneciendo funcionales algunos de ellos meses, otros semanas e incluso una única sesión de mediciones.

En relación a las mediciones realizadas se obtuvieron resultados diversos. Fue posible la medición de velocidad de manera directa, a diferencia de los métodos indirectos que utilizan los dispositivos comerciales actuales (que miden la temperatura y profundidad y utilizan ecuaciones empíricas para calcular la velocidad). Si bien las mediciones arrojaron un valor promedio de velocidad dentro del 5 % del nominal, la falta de precisión es una consideración a tener en cuenta. No solo el comportamiento del par de hidrófonos y la forma en que se toman las mediciones son fuentes de dicho error, también debe tenerse en cuenta el proveniente de la medición de temperatura y distancia. La resolución de temperatura con el termómetro utilizado es de 0,5 °C, lo que lleva a una variación de 1 m/s aproximadamente, siendo una fuente de error no predominante. Ahora bien, para el caso de la distancia es diferente. Por la forma en que fueron contruidos los hidrófonos existe cierta dificultad a la hora de encontrar la distancia verdadera entre los sensores, cometiendo un error de ± 1 cm en la medición de la misma. Esta diferencia puede llevar a variaciones de velocidad de hasta 4 m/s. Si bien continúa siendo un error adicional bajo, no debe ser descartado.

Por otro lado, las mediciones de profundidad arrojaron buenos resultados. La precisión con la que se logró medir es ampliamente superior a la que se esperaría en un dispositivo comercial. Si bien el método para llevar a cabo las mediciones fue distinto al planteado al comienzo del proyecto, se comprobó su correcto desempeño, pese a las limitaciones en cuanto a la potencia de la señal transmitida (lo que limitó la medición a una profundidad máxima de 50 cm). Para la realización de manera comercial se debería contemplar no sólo una mayor potencia de emisión,

sino también un método de medición totalmente nuevo.

Finalmente, teniendo en cuenta el plan de proyecto diagramado a su inicio y las especificaciones de requerimientos definidas, es posible enumerar una serie de conclusiones. En primer lugar, la duración del proyecto se extendió en el tiempo. Las razones para esto son principalmente a que su realización se llevó a cabo gran parte durante el período de pandemia “más fuerte”, lo que trajo consigo complicaciones a la hora de comprar algunos de los componentes necesarios que debieron ser pedidos al exterior del país, con el retraso que eso conlleva. Por otro lado, el cierre parcial de la facultad, imposibilitando las reuniones para la realización de mediciones. Sin embargo, la problemática principal surgió al trabajar con los sensores piezoeléctricos y la elaboración de los hidrófonos.

Teniendo en cuenta las especificaciones se puede afirmar que se cumple cada una de ellas. En principio, el dispositivo es capaz de medir tanto la velocidad como la profundidad con un error dentro del 5% del valor nominal. Su interfaz de usuario permite seleccionar fácilmente los parámetros de mediciones y observar no solo cada una de las muestras tomadas sino también los valores promediados de velocidad y profundidad. Además, su reducido tamaño y peso, así como su alimentación con pilas permiten obtener un prototipo autónomo y de fácil transporte.

Apéndice

Apéndice A

Módulo SD y pantalla LCD

A.1. Módulo SD

Para el almacenamiento de las mediciones realizadas y su posterior recuperación se utiliza una memoria del tipo microSD. Por lo tanto, es necesario contar con un elemento capaz de interconectar el sistema de medición diseñado, con dicha memoria. Con este objetivo se utiliza un módulo comercial adaptador lector de tarjetas microSD.

Este módulo requiere una alimentación de 3v3, pero como internamente cuenta con un regulador y nivelador de voltaje de 5v a 3v3, se utiliza una tensión de 5v. Además se destaca su bajo consumo (de unos 24 mA) y su tamaño reducido.

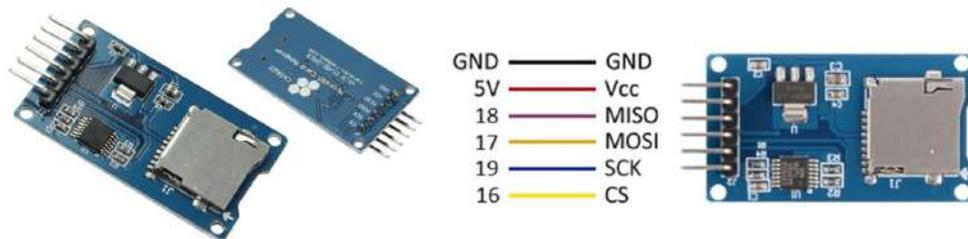


Figura A.1: Módulo lector de tarjetas microSD y conexión con pines del Atmega 328p.

La comunicación con el microcontrolador Atmega 328p se realiza a través de una interfaz SPI (*Serial Peripheral Interface*). En esta interfaz, el bus de comunicación es compartido entre los diferentes dispositivos conectados con el microcontrolador y que utilicen este tipo de conexión (en este caso, únicamente el módulo SD utiliza esta interfaz). La sincronización y transmisión de los datos se realiza por medio de 4 señales (cada una con su pin correspondiente):

- SCK (*clock*): pulso que marca la sincronización. Con cada pulso de reloj, se envía o lee un bit.
- MOSI (*master output slave input*): salida de datos del maestro (microcontrolador) y entrada de datos al esclavo (módulo SD).
- MISO (*master input slave output*): Salida de datos del esclavo (módulo SD) y entrada de datos al maestro (microcontrolador).
- CS (*chip select*): para seleccionar un esclavo en caso de haber más de uno. El maestro indica de qué esclavo se trata y lo activa colocando un estado bajo en dicho pin.

A.2. Pantalla LCD

Con el objetivo de lograr una interfaz de usuario amena y que permita una correcta parametrización y posterior visualización de las mediciones, se utiliza una pantalla LCD alfanumérica. Esta pantalla, con un tamaño de 20x4 caracteres, permite interfaces de comunicación tanto SPI como I2C. En este caso viene integrada con un módulo adaptador a I2C, por lo que es esta última la que se implementa en el proyecto.



Figura A.2: Pantalla LCD y módulo adaptador a I2C.

La comunicación I2C (del inglés *Inter-Integrated Circuit*), a diferencia de SPI que solo permite la presencia de un maestro, puede admitir tanto múltiples maestros como esclavos. Cada uno de ellos se conecta a través de dos pines: SDA para el envío en serie de los datos, y SCL correspondiente a la señal de reloj para la sincronización. Por lo tanto, la única conexión que se debe hacer es la de estos dos pines del módulo adaptador, con aquellos dos correspondientes en el microcontrolador Atmega 328p dedicados a esta comunicación: los pines 27 y 28 para SDA y SCL respectivamente.

Por último, la alimentación de la pantalla requiere una tensión de 5v y su consumo con la retroiluminación encendida puede estar entre los 50 y 100 mA.

Apéndice B

Comunicación WiFi con módulo ESP-01

El ESP-01 es un módulo WiFi basado en el microcontrolador de 32 bits ESP8266 de la empresa Espressif. Este módulo contiene una memoria EEPROM de 1 Kb dado que el microcontrolador no viene equipado con ninguna memoria flash.

El ESP8266 se caracteriza por ser un microcontrolador de bajo costo que para su alimentación requiere una tensión de 3v3, y que cuenta con una conexión WiFi integrada. El módulo ESP-01 le brinda una antena WiFi, una memoria ROM y una interfaz para manejo modular.

Pese a que el ESP8266 posee características para hacerlo un microcontrolador independiente y de gran potencial, inicialmente fue utilizado con el fin de brindar una interfaz de comunicación WiFi de bajo costo a otros dispositivos. Es por esto, que el ESP-01 es uno de los módulos más utilizados a la hora de hablar de comunicación WiFi en un microcontrolador que no la posee de manera integrada. De los 32 pines que posee el ESP8266, sólo 8 son accesibles en el ESP-01. Cuatro de estos pines están reservados: VCC, GND, Enable y Reset. Dos pines son utilizados para la interfaz de comunicación serie UART con un segundo dispositivo, y los dos restantes son 2 GPIO (Entrada/salida de propósito general) programables de los 16 con los que el ESP8266 cuenta.

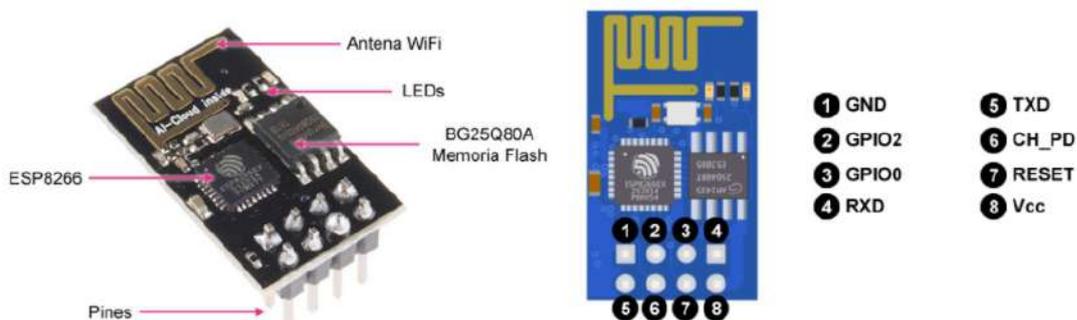


Figura B.1: Módulo ESP-01, sus componentes y disposición de pines.

Para poder flashear el ESP-01 se debe iniciarlo en modo UART, y para poder correr el programa en la ROM se lo debe iniciar en modo Flash. Para diferenciar entre estos dos modos se cuenta con los pines GPIO0 y GPIO2, que de acuerdo a su estado, el modo será diferente. La tabla C.1 muestra la conexión para lograr cada uno de estos modos.

Al contar ambos pines con un resistencia de pull-up interna, con mantener ambos pines desconectados el módulo iniciará en modo Flash. Al conectar únicamente el GPIO0, el módulo iniciará en modo UART.

Modo	GPIO0	GPIO0
UART	LOW	HIGH
Flash	HIGH	HIGH

Tabla B.1: Estado de los pines para lograr cada uno de los modos del ESP-01.

El ESP-01 cuenta con un firmware de fábrica de la empresa Ai-Thinker, que se utilizó a lo largo del proyecto. Con este, el módulo es capaz de interactuar con un segundo dispositivo a través de comunicación serie y un conjunto de comandos estándar para la configuración de modems (comandos AT). Así, utilizando el Atmega 328p se puede configurar al ESP-01 para que cree una red WiFi y monte un servidor para recibir información de un tercero.

Cualquier información recibida por el ESP-01 desde un tercero mediante la comunicación WiFi, será transmitida por comunicación serie al Atmega, conectado a los pines 4 y 5 de este último. De manera análoga, cualquier mensaje que el Atmega 328p quiera enviar a un cliente conectado a la red y con una sesión abierta con el servidor, será enviada por comunicación serie al ESP-01 y de este a dicho cliente. Así, es posible armar una interfaz por la que cualquier dispositivo puede conectarse a la red WiFi generada por el ESP-01 e ingresar al servidor mediante un socket TCP para enviar información con destino el Atmega 328p y recibirla de este último.

Para este proyecto, una vez diseñada la versión final del código, se planteó una versión alternativa donde se reemplazaría la pantalla LCD junto con los botones por la utilización de este módulo. La idea en sí, es reemplazar el manejo manual de la placa con un dispositivo móvil estableciendo una conexión inalámbrica con el microcontrolador a partir del módulo ESP. Esta función no está implementada en la placa final debido a la disponibilidad de pines en ella. No obstante, se realizó el armado de un segundo prototipo utilizando otro Atmega 328p en una protoboard, y las pruebas de manejo inalámbrico fueron exitosas.



Figura B.2: Comunicación entre el sistema de medición (Atmega328p), el ESP-01 y un dispositivo cliente.

Bibliografía

- [1] X. Lurton, "An introduction to underwater acoustics", 2010, Cap. 2.
- [2] J. Aparicio, E. García, A. Jiménez, F. Álvarez, J. Ureña, "Modelos de propagación de señales acústicas en entornos subacuáticos", 2010.
- [3] A. H. Reyes, "Diseño y construcción de un transmisor y receptor acústico para la localización de equipo oceanográfico fondeado en un cuerpo de agua", 2015.
- [4] P. C. Etter, "Underwater acoustic modeling and simulation", Tercera Edición, 2003.
- [5] A. C. Veca, E. Accolti, "Ultrasonido para ingenieros y estudiantes de ingeniería", Primera Edición, 2016.
- [6] A. L. Revuelta, "Modelado de la propagación acústica submarina para comunicaciones PtP", 2014.
- [7] M. G. Hill, "Ocean acoustics: Theory and experiment in underwater sound", 1966.
- [8] M. C. Domingo, "Overview of channel models for underwater wireless communication networks", 2008.
- [9] Arnau A., Soares D., "Fundamentals of Piezoelectricity". In: Vives A.A. (eds) Piezoelectric Transducers and Applications. Springer, Berlin, Heidelberg, 2009.
- [10] M. A. Pérez García, J. C. Álvarez Antón, J. C. Campo Rodriguez, F. J. Ferrero Martín, G. J. Grillo Ortega, "Instrumentación Electrónica", 2005, Cap.14.
- [11] A. G. Molina, "Diseño de un Sistema de energy harvesting basado en piezoeléctricos", 2018.
- [12] A. F. Gonzáles, R. M. Cesari, R. B. Vicioli, "Materiales piezoeléctricos y efecto piezoeléctrico", 2009.
- [13] A. E. Fernández Galeano, "Estudio de sensores piezoeléctricos en aplicaciones de medición de fuerza", 2018.
- [14] K. Uchino, "Introduction to Piezoelectric Actuators and Transducers", 2003.
- [15] D. O. García, "Película fotosensible para circuitos impresos".
- [16] μ E Diseños Electrónicos, "Fabricación de PCB - Método UV".