

Universidad Nacional de Río Negro

Sede Andina



Proyecto Final Integrador Ingeniería Electrónica

Evaluación Tecnológica Para Batimetrías en Agua Dulce

Santiago Andrés Abbate

Director Dr.Ing. Javier Alberto Areta

Abril 2017

Santiago Andrés Abbate
Evaluación Tecnológica Para Batimetrías en Agua Dulce
Proyecto Final Integrador Ingeniería Electrónica, Abril 2017
Director: Dr.Ing. Javier Alberto Areta

Universidad Nacional de Río Negro
Sede Andina
San Carlos de Bariloche

Resumen

En el presente Proyecto Final Integrador se estudia, evalúa e implementa la tecnología necesaria para la realización de batimetrías en agua dulce (medición de la profundidad de una columna de agua), con un sistema SONAR que obtenga el tiempo de viaje de pulsos acústicos emitidos y los ecos provenientes del fondo. Se realiza el trabajo en base a la disponibilidad de un transductor SONAR, el cual es sometido a estudio y caracterización, previo al desarrollo del sistema electrónico necesario para comandarlo. Se analiza el modelo de transducción electroacústica para materiales piezoeléctricos de modo de construir un modelo equivalente, para luego obtener los parámetros de ese modelo, tomando como dato los resultados de la medición de impedancia realizada al transductor.

Se estudia la propagación acústica en el agua y su interacción con otras interfaces, desde el punto de vista de un conjunto de ecuaciones conocido como ecuaciones SONAR, obteniendo como resultado una simulación del nivel de eco que puede esperarse para la medición de distintas profundidades.

Se diseña y fabrica la electrónica para esta evaluación tecnológica, optando por la implementación de un amplificador Clase-D, como etapa principal, para la amplificación de los pulsos transmitidos por el transductor. Por último, se realiza la verificación y validación del sistema, primero en laboratorio y luego mediante la medición de profundidad de una cisterna.

El proyecto abarca un volumen de trabajo que atraviesa las etapas de estudio, diseño, fabricación, puesta en marcha y verificación. Se completa también con la participación en el 3^{er} Simposio Internacional de la Sociedad de Ingeniería Oceánica en América del Sur.

Índice general

1	Introducción	1
1.1	Estructura del documento	3
2	Caracterización y estudio del transductor	5
2.1	Transductor disponible	5
2.2	Materiales piezoeléctricos	6
2.3	Modelo equivalente	7
2.4	Respuesta acústica de los transductores	10
2.5	Mediciones y ajuste al modelo	11
2.6	Resultado del estudio	14
3	Características de un sistema SONAR	17
3.1	Modelo del sistema de batimetrías	17
3.1.1	Parámetros del medio	18
3.1.2	Ecuación SONAR	18
3.2	Simulación y Resultados	21
4	Implementación del Sistema	25
4.1	Requerimientos	25
4.2	Generación y Adquisición de señales	27
4.3	Etapa amplificadora	27
4.3.1	Potencia	29
4.3.2	Modulador PWM	33
4.3.3	Vinculación entre etapas	37
4.3.4	Filtro	37
4.4	Acondicionamiento de señal	38
4.5	Líneas de alimentación	40
4.6	Diseño de PCB	40
4.7	Selección de componentes	42
4.8	Desarrollo de software	43
5	Mediciones	47
5.1	Puesta en Marcha	47
5.2	Medición en laboratorio	48
5.2.1	Implementación de un hidrófono	49
5.2.2	“Escucha” de primeras señales	49
5.2.3	Ecos	50
5.2.4	Procesamiento	51
5.3	Medición en cisterna	52
5.3.1	Procesamiento con transferencia del transductor	54

5.3.2	Resultados finales	56
6	Conclusiones	61
A	Puesta En Marcha	63
A.1	PWM	63
A.1.1	Generación de onda triangular	64
A.1.2	Salida PWM para señal de entrada continua	65
A.1.3	Salida PWM para señal de entrada senoidal	67
A.2	Potencia	69
A.2.1	Drivers y MOSFETs	69
A.2.2	Amplificador de audio	73
A.2.3	Transductor piezoeléctrico	73
B	Resultados de mediciones	75
B.1	Mediciones en el laboratorio	75
B.2	Mediciones en la cisterna	77
C	Artículo Simposio	81
D	Esquemáticos	87
E	Capturas de pantalla del software	95
F	Prestaciones de alto nivel	97
G	Análisis del error sistemático	101
H	Estudio de Mercado	105
	Bibliografía y Referencias	111

Índice de figuras

2.1	Transductor disponible	5
2.2	Estiramiento ($\frac{\Delta L}{L}$) del material de longitud L vs. Campo eléctrico aplicado, en materiales piezoeléctricos y electrostrictivos [18]	6
2.3	Barra piezoeléctrica con un extremo fijo [18]	7
2.4	Masa M con un grado de libertad de movimiento adherida al piezoeléctrico de la Figura 2.3 [18]	8
2.5	Modelo eléctrico equivalente mostrando las componentes eléctrica, mecánica y acústica [18]	9
2.6	Modelo eléctrico equivalente Butterworth Van-Dyke [18]	10
2.7	Ejemplo comparativo de la característica de impedancia para materiales electrostrictivos y magnetostrictivos [18]	10
2.8	Respuestas típicas de TVR y RVS para un transductor electrostrictivo [18]	11
2.9	a)Modelo eléctrico cercano a la primer resonancia y representación de señales de entrada y salida en b) transmisión y c) recepción.	11
2.10	Setup de la medición de impedancia	12
2.11	Resultado de la medición de impedancia	12
2.12	Conductancia G , susceptancia B , resistencia R y reactancia X para un transductor electrostrictivo	13
2.13	Resultado de la simulación de Admitancia	14
2.14	Modelo simplificado del transductor en resonancia.	15
3.1	Esquema de batimetría.	18
3.2	Esquema de de construcción de la ecuación SONAR.	19
3.3	Régimen de pulso corto. El área insonificada instantánea por el frente de onda no llega a cubrir completamente la proyección del lóbulo sobre la superficie.	23
3.4	Proyección del eco ante inclinación del fondo	24
4.1	Diagrama en bloques del sistema.	25
4.2	Modelo simplificado del transductor en resonancia.	26
4.3	Esquema genérico de amplificadores Clase A y Clase B.	28
4.4	Modelo de un MOSFET a), en corte b) y en saturación c).	28
4.5	Etapa amplificadora Clase-D.	29
4.6	Ejemplo para una salida de +20V sobre la carga en configuración a) half-bridge y b) full-bridge.	30
4.7	Diagrama en bloques del amplificador Clase-D implementado. Se indica también la etapa de recepción de ecos.	30
4.8	a) Carga “flotando”, b) $V_{out} = 0$, c) $V_{out} = +2B$, d) $V_{out} = -2B$	30
4.9	a) Condición de shoot through. b) Deadtimes.	32
4.10	Voltajes Gate-Source necesarios para polarizar los MOSFETs.	32

4.11	Configuración de la etapa de potencia, y detalle de operación de la fuente flotante.	33
4.12	Ejemplo de señales a los drivers para transmitir un pulso.	34
4.13	Modulación PWM.	34
4.14	Ejemplo de modulación PWM para una señal de 96.8kHz	34
4.15	Generación de onda triangular	35
4.16	Señal de error y comparador	36
4.17	Ejemplo de implementación de “Self Oscillating Modulator” [15] . . .	36
4.18	Esquema de vinculación entre etapas	37
4.19	Filtro para carga resistiva, en frecuencias de audio.	38
4.20	Acondicionamiento de señales en recepción	39
4.21	Diseño inicial protección T/R Switch	39
4.22	Protección en la etapa de transmisión	39
4.23	Etapa de recepción de los ecos	40
4.24	Líneas de alimentación	40
4.25	División en zonas del PCB	41
4.26	Planos de referencia en zonas del PCB	42
4.27	Diseño final del PCB (render)	42
4.28	Modelo de programación del SDK provisto para las placas ICS-1620 e ICS-1640	43
4.29	Interfaz Gráfica y diagrama de flujo del programa	45
5.1	Respuesta del transductor a 5 pulsos cuadrados de 96.8kHz	48
5.2	Análisis de Fourier del comportamiento oscilatorio del transductor . .	48
5.3	a)Parlante de tipo piezoeléctrico y b) Diagrama de armado del hidrófono	49
5.4	Setup armado en laboratorio	49
5.5	Medición con el hidrófono a) fuera del agua y b) dentro del agua . . .	50
5.6	Recepción de señal con el transductor	51
5.7	a) Eco recibido con el hidrófono y b) correlación con el pulso transmitido	52
5.8	Cisterna	53
5.9	a) Eco recibido en la cisterna y b) correlación con el pulso transmitido	54
5.10	a)Diagrama de señales a través del transductor y b)Esquema de funciones de transferencia	55
5.11	a)Modelo eléctrico cercano a la primer resonancia y representación de señales de entrada y salida en b) transmisión y c) recepción.	55
5.12	a) Adquisición de salida del transductor y b) misma señal convolucionada con la transferencia del transductor.	56
5.13	Captura para profundidad de 2.46m	57
5.14	Mediciones realizadas (×) y profundidad real (●).	57
5.15	Medición en la cisterna y detalle del lóbulo principal y posibles rebotes en los laterales.	59
5.16	Captura para profundidad de 2.46m	60
6.1	Etapas y volumen de trabajo alcanzado.	61
A.1	PCB sin componentes.	63
A.2	Medición señal Vtri.	64
A.3	Señal PWM de salida para entradas de 0V y 5V.	65
A.4	Transferencia Vin a Ciclo de trabajo de modulación PWM.	67
A.5	Captura con persistencia visual de la salida para señal de entrada $V_{pp} = 3.8V$	68

A.6	Espectro para una adquisición de la señal PWM de salida.	69
A.7	a) Diseño original y b) retrabajo	70
A.8	Señal de salida del amplificador Clase-D para entrada de una onda cuadrada de 100kHz y ciclo de trabajo del 10 %	70
A.9	Detalle de flancos ascendentes y descendentes de la señal de salida . .	71
A.10	Esquema de conmutación que produce la deformación en la salida. . .	71
A.11	Optoacopladores para comandar los drivers IRS20124.	72
A.12	Señales de salida de los optoacopladores.	72
A.13	Espectro de la salida PWM del amplificador, para señal de entrada de 100kHz.	73
A.14	Filtro implementado para medición en frecuencias de audio.	73
A.15	Filtro y parlante conectados a la salida del amplificador	74
A.16	Respuesta del transductor a 5 pulsos cuadrados de 96.8kHz	74
A.17	Análisis de Fourier del comportamiento oscilatorio del transductor . .	74
B.1	Ecos adquiridos en el laboratorio para profundidades de a)0.63m b)0.53m c)0.43m	75
B.2	a) Ecos adquiridos en el laboratorio para una profundidad de 0.5m, b)resultado de la correlación con el pulso transmitido y c) resultado de la correlación con el pulso transmitido y afectado por la función de transferencia del transductor.	76
B.3	Resultado de la correlación para a)2.46m b)2.56m c)2.66m	77
B.4	Resultado de la correlación para a)2.76m b)2.86m c)2.96m	78
E.1	Vista de la pestaña de configuración de la generación de señales en modo Frecuencia Constante	95
E.2	Vista de la pestaña de configuración de la generación de señales en modo Sweep	95
E.3	Vista de la pestaña de configuración de la adquisición de señales . . .	96
F.1	Respuesta amplificador utilizado (INA111).	98
G.1	a)Diagrama de señales a través del transductor y b)Esquema de funciones de transferencia	101
G.2	Fase de la función de transferencia del transductor $H_R \cdot H_T$, y retardo de grupo	102

Índice de tablas

2.2	Valores del modelo eléctrico (Figura 2.6), estimados en base a las mediciones.	14
3.1	Fuentes de ruido ambiente.	21
3.2	Niveles de eco recibido a temperatura de 5°C	22
3.3	Niveles de eco recibido a temperatura de 15°C	22

4.1	Requerimientos de diseño iniciales.	27
4.2	Características ICS-1620 e ICS-1640	27
4.3	Características MOSFET IRFR4620	31
5.1	Promedio (μ) de las 10 mediciones para cada profundidad, desviación media (σ) y desviación (Δ) respecto a la profundidad real	58
A.1	Parámetros medidos onda triangular (Vtri)	64
A.2	Parámetros medidos a la señal de salida para una entrada continua . .	66
A.3	Parámetros medidos a la señal de salida para una entrada continua . .	66
A.4	Valores obtenidos para entrada senoidal (Figura A.5)	68
B.1	Resultados de las 10 mediciones para cada profundidad z	79
F.1	Niveles de eco recibido en régimen de pulso corto para un lecho de arena y temperatura del agua de 5°C	98
G.1	Mediciones corregidas teniendo en cuenta el retardo de grupo del transductor.	103

Glosario

Batimetría Procesos y técnicas para la medición de profundidad de cuerpos de agua como son, mares, lagos y ríos.

Echo Sounder (Eco Sonda) Dispositivo que opera mediante la transmisión de ondas acústicas, y la recepción y registro de los ecos provenientes de las interfaces que haya interceptado el frente de onda para medir el tiempo de viaje de la señal entre transmisión y recepción.

Ecuación SONAR Conjunto de ecuaciones que relacionan los parámetros (expresados de forma logarítmica) involucrados en la transmisión y recepción de ondas acústicas.

Electrostrictividad Fenómeno piezoeléctrico en el cual la relación entre estiramiento (o deformación del material) y el campo eléctrico presente es no lineal.

Magnetostrictividad Fenómeno físico por el cual ciertos materiales evidencian la aparición de un campo magnético, frente a la aplicación de un esfuerzo mecánico y viceversa.

Piezolectricidad Fenómeno físico por el cual ciertos materiales evidencian la aparición de un campo eléctrico, frente a la aplicación de un esfuerzo mecánico y viceversa.

Transductor Dispositivo que recibe una señal a través de una manifestación física determinada y suministra una señal de características que dependen de la entrada, con una manifestación física diferente.

Acrónimos

ADC Analog to Digital Converter.

API Application Programming Interface.

CIN Consejo Interuniversitario Nacional.

DAC Digital to Analog Converter.

EL Echo Level.

EVC Estímulo a las Vocaciones Científicas.

MOSFET Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor.

NL Ambient-Noise Level.

PC Personal Computer.

PCB Printed Circuit Board.

PCI Peripheral Component Interconnect.

PSRR Power Supply Rejection Ratio.

PWM Pulse Width Modulation.

RADAR RAdio Detection And Ranging.

RVS Receiving Voltage Sensitivity.

SDK Software Development Kit.

SL Projector Source Level.

SONAR SOund Navigation And Ranging.

TL Transmission Loss.

TS Target Strength.

TVR Transmitting Voltage Response.

Los sistemas SOund Navigation And Ranging (SONAR) son en la actualidad una parte indispensable para el estudio de todo espejo de agua, tanto desde el punto de vista científico como productivo, permitiendo el sensado remoto del espacio de interés. La medición de variables como profundidad del lecho y sus características, localización de bancos de peces, comunicaciones subacuáticas e incluso captura de imágenes, son algunas de las aplicaciones posibles con este tipo de sistemas.

Sin embargo, y a pesar del uso inherente a la actividad de la costa marítima argentina, el desarrollo en el país de sistemas de este tipo no ha tenido el auge que otras tecnologías, como ser el RADAR, pese a ser, en términos generales, una tecnología más sencilla.

En el marco del proyecto ONDAS (FONARSEC FS-TICS 006), del que participó la Universidad Nacional de Río Negro, se había propuesto el desarrollo de un sistema SONAR utilizando un arreglo de sensores para diversas aplicaciones. Dicho arreglo requirió un proceso de selección de transductores comerciales para la conformación del arreglo, sin embargo, la imposibilidad de comprar insumos en el exterior en marco de del proyecto ONDAS no permitió que se llevara a cabo el arreglo mencionado. De todas maneras, se contaba con un transductor acústico para poder realizar pruebas iniciales y se propuso entonces, como proyecto para una Beca Estímulo a las Vocaciones Científicas (Beca EVC 2014 CIN), el diseño e implementación de un amplificador con el objetivo de conformar un sistema para mediciones batimétricas del tipo “Single Beam Echo Sounder” a modo de evaluación tecnológica.

Este desarrollo se extendió naturalmente a la concreción de este **Proyecto Final Integrador de la carrera de Ingeniería Electrónica, en el cual se estudian los aspectos involucrados en un sistema SONAR, abarcando desde la caracterización del transductor acústico hasta el procesamiento de las señales necesarias para las mediciones batimétricas.**

Se decidió orientar el desarrollo a la medición de profundidad en cuerpos de agua dulce, dada la cercanía a la región lacustre de la cordillera de Río Negro y Neuquén, y que el alcance esperado comprende la validación del estudio realizado en recipientes estancos en ambientes controlados. De todas maneras, las capacidades técnicas de la evaluación propuesta no imposibilitan la operación en agua salada, aunque ha de ampliarse el análisis de las velocidades de propagación del sonido en el medio, para incluir las características del agua salada.

Single Beam Echo Sounder

Un “Echo Sounder” (Eco Sonda) opera mediante la transmisión de ondas acústicas a través de un medio, y la recepción y registro de los ecos provenientes de las interfaces que haya interceptado el frente de onda. Una de las aplicaciones de este sistema en acústica subacuática, es la medición de profundidad de una columna de agua. Esta medición, conocida como *batimetría*, consiste en calcular la distancia al

lecho subacuático de forma indirecta, a través del tiempo de viaje entre transmisión y recepción de los ecos.

El término “Single Beam” hace referencia a que se utiliza el mismo elemento para producir el sonido, que para recibirlo en forma de ecos. Este elemento se conoce como transductor electroacústico y suelen utilizarse materiales piezoeléctricos para su fabricación.

Objetivos del proyecto

Se tomaron dos puntos como objetivos generales del Proyecto Final Integrador. El primero corresponde a lograr una **caracterización del elemento transductor** a utilizar, sabiendo que era de importancia conocer características técnicas que se desconocían, como por ejemplo, su frecuencia de operación. Por otro lado, al ser esta una evaluación de la tecnología SONAR, el objetivo general comprende alcanzar el desarrollo necesario para la **transmisión de ondas acústicas y su recepción luego de la interacción con las interfaces presentes en el medio**. De esta manera, uno de los hitos importantes corresponde a la **detección de los tiempos de arribo de los ecos**, a través de los cuales obtener la profundidad que representa la medición batimétrica.

Sin conocimiento a priori de las capacidades del transductor disponible, se tomaron como referencia las especificaciones de equipos comerciales y las experiencias de medición batimétrica del Instituto Nacional de Investigación y Desarrollo Pesquero, quienes trabajan con dichos equipos SONAR. Se listan a continuación algunas de las especificaciones de los equipos para batimetría en general:

- Frecuencias de operación entre algunos kHz hasta centenas de kHz (Ej.: 3, 5, 33, 100, 120, 210, 500 kHz, etc.)
- Medición de profundidad de hasta decenas de kilómetros
- Precisión en la medición de profundidad en rangos desde 0.01m a 1m, variando en función de la profundidad medida

Una vez avanzado el desarrollo del proyecto, y finalizada la caracterización del transductor, se establecieron requerimientos y condiciones de operación más específicos del sistema electrónico a desarrollar (Capítulo 4).

Trabajo desarrollado

A lo largo de este Proyecto Final Integrador se evaluó y desarrolló la tecnología de un sistema para la realización de batimetrías, pasando por las etapas de estudio, desarrollo e implementación.

Respecto al estudio, se llevó a cabo la caracterización de un elemento transductor de características desconocidas (que se disponía para ser utilizado), y el estudio de las ecuaciones SONAR que describen, para estos sistemas, la propagación acústica bajo el agua y la interacción de las ondas con distintas interfaces.

Se desarrolló e implementó la instrumentación electrónica necesaria para comandar

el elemento transductor, mediante la cual se realizaron las experiencias de validación del sistema

Durante el transcurso del trabajo se dió también la posibilidad de publicar un artículo en el 3^{er} Simposio Internacional de la Sociedad de Ingeniería Oceánica en América del Sur. Se presentó en el artículo el avance alcanzado respecto al estudio y diseño a nivel sistema, obteniendo una buena recepción por parte de revisores y asistentes.

El trabajo relacionado a esta tecnología ha suscitado el interés de grupos de investigación como la División Acústica Submarina de la Dirección de Investigación de la Armada, el Gabinete de Hidroacústica del Instituto Nacional de Investigación y Desarrollo Pesquero y el Grupo de Evaluación y Manejo de Recursos Ícticos del Centro Regional Universitario Bariloche, Universidad Nacional del Comahue.

Financiamiento

Los insumos requeridos para la fabricación del sistema electrónico implementado estuvieron financiados por cuenta propia por lo que se tuvo en cuenta, de forma prioritaria en algunos casos, el factor económico para la selección de componentes. Se adjunta en el Anexo D la lista de materiales correspondiente que representa un costo cercano a los 65 USD.

Se utilizaron equipos de la universidad (Fuentes de alimentación, Osciloscopio, Generador de señales) para la puesta en marcha del sistema y equipamiento del proyecto ONDAS (PC, Placas generadoras y adquisidoras de señales) como parte del sistema desarrollado.

1.1 Estructura del documento

El presente documento engloba todos los aspectos involucrados en el transcurso del proyecto, desde el estudio y análisis del problema, hasta la implementación de las soluciones propuestas. Se estructura en forma de capítulos autocontenidos que, a su vez, siguen el desarrollo temporal en el que se llevaron a cabo las actividades.

Se describe brevemente a continuación el contenido de cada capítulo.

Capítulo 2 - Caracterización y estudio del transductor

El estudio del transductor comprende el análisis de las características de estos elementos, para poder establecer los mecanismos que generan la transducción de potencia eléctrica a potencia acústica y viceversa. En el capítulo se introduce la teoría relacionada con este fenómeno de transducción, y el análisis que se realizó al transductor que se tenía disponible. Por último se detallan los resultados del estudio, a través de los cuales se fijan primariamente las condiciones de operación del elemento, que eran desconocidas en un principio.

Capítulo 3 - Características de un sistema SONAR

En este capítulo se introduce el modelo del problema, y se analiza a través de

un conjunto de ecuaciones conocida como ecuación SONAR. El objetivo es poder estimar el nivel (o amplitud) de los ecos que se reciban desde el fondo del agua y así comenzar a establecer requerimientos para el sistema electrónico necesario.

Capítulo 4 - Implementación del Sistema

Se detalla el diseño implementado, introduciendo los requerimientos planteados inicialmente, y los detalles del sistema de instrumentación. El diseño de hardware abarca la generación, amplificación, transmisión y recepción de las señales requeridas para la realización de batimetrías.

Capítulo 5 - Mediciones

El capítulo contiene una descripción breve del proceso de puesta en marcha de la electrónica desarrollada y el detalle de las pruebas realizadas para verificación del sistema. Se amplía también la descripción del esquema de procesamiento necesario para la interpretación de las señales recibidas del fondo de la columna de agua, el cual se fue perfeccionando a medida que se iban obteniendo resultados de las mediciones.

Capítulo 6 - Conclusiones

Como cierre del informe se incluyen en este capítulo las conclusiones respecto al trabajo realizado, y las actividades a futuro que puedan completar los resultados obtenidos.

Anexos A y B - Resumen de Puesta en Marcha y Resultados

Se complementa la información respecto a la puesta en marcha de la electrónica desarrollada y el resultado de las mediciones realizadas.

Anexo C - Artículo presentado en Simposio de Ingeniería Oceánica

Se adjunta en este anexo el artículo presentado en el 3^{er} Simposio Internacional de la Sociedad de Ingeniería Oceánica en América del Sur.

Anexo D - Esquemáticos

Anexo E - Capturas de pantalla del software

Anexo F - Prestaciones de alto nivel

Anexo G - Análisis del error sistemático

Anexo H - Estudio de mercado

Caracterización y estudio del transductor

2

En los sistemas SONAR (SOund Navigation And Ranging) se utiliza de forma activa o pasiva el sonido proveniente de objetos o superficies para su detección. El uso del sonido como “fuente de información” requiere de dispositivos para transmisión y recepción de las ondas acústicas que, en su mayoría, representa el uso de algún tipo de transducción electroacústica (otro caso puede ser, por ejemplo, el uso de explosivos). Parte del estudio inicial comprendió el análisis de los mecanismos de transducción empleados en aplicaciones subacuáticas, con el fin de entender el comportamiento del transductor con el que se contaba. La intención final del estudio comprendía la obtención de un modelo equivalente del elemento que iba a utilizarse como proyector y receptor de las ondas acústicas. En las secciones siguientes del presente capítulo se muestra el trabajo realizado. Se introducen brevemente los materiales piezolétricos y se construye un modelo a través del cual se establecen las relaciones entre las componentes eléctricas, mecánicas y acústicas de un transductor.

2.1 Transductor disponible

La Figura 2.1 muestra el transductor que se disponía para el proyecto. El mismo proviene de un barco o submarino y, lamentablemente, no se contaba con ningún tipo de información respecto a sus características técnicas.



Figura 2.1.: Transductor disponible

Las aplicaciones de acústica subacuática suelen emplear en mayor parte mecanismos de transducción electroacústica [18] basados en la piezoelectricidad, electrostrictividad ó magnetostrictividad. Es por este motivo que se focalizó el estudio de dichos fenómenos (acotados a transductores electroacústicos) de forma de estimar algunos de los parámetros del transductor disponible.

2.2 Materiales piezoeléctricos

La aplicación de campos eléctricos y magnéticos en materiales piezoeléctricos, electrostrictivos o magnetostrictivos se manifiesta de forma macroscópica como un “cambio de forma” del material. Para continuar con el análisis se deja por un momento a un lado el efecto de magnetostricción al considerarlo, en forma general, un “análogo magnético” del efecto piezoeléctrico y de electrostricción.

Cuando a un material piezoeléctrico se le aplica un esfuerzo mecánico se evidencia el efecto piezoléctrico directo, a través de la aparición de cargas eléctricas. El efecto inverso se da de forma recíproca, cuando se observa un cambio en la longitud del material al aplicarse un campo eléctrico paralelo a esta longitud. La diferencia fundamental entre piezoelectricidad y electrostricción reside en el comportamiento lineal y no lineal de ambos efectos. Se muestran en la Figura 2.2 las dos características.

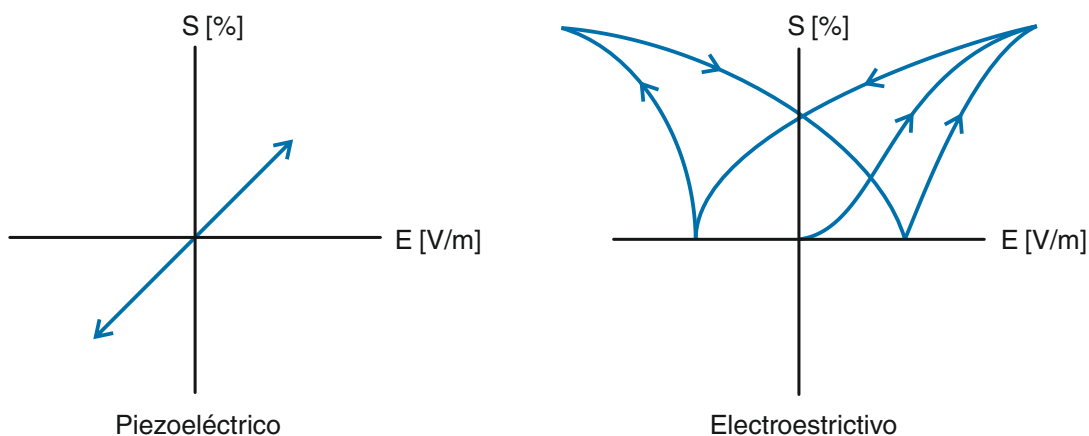


Figura 2.2.: Estiramiento ($\frac{\Delta L}{L}$) del material de longitud L vs. Campo eléctrico aplicado, en materiales piezoeléctricos y electrostrictivos [18]

Las características no lineales de los materiales electrostrictivos pueden “salvarse” mediante la aplicación de un campo eléctrico fuerte a modo de *bias* alrededor del cual el comportamiento pasa a ser aproximadamente lineal y, en lo que refiere a su utilización en transductores electroacústicos, es equivalente a un material piezoléctrico. Ciertos materiales, como ser el Titanato de Bario (BaTiO_3) y el Titanato de Plomo Zirconio (PZT), son capaces de retener esta polarización (al ser aplicada a cierta temperatura), y son conocidos como cerámicos piezoeléctricos (o piezocerámicos).

El siguiente análisis refiere, entonces, a cualquiera de los dos materiales (piezoeléctricos “puros” y piezocerámicos) ya que en las condiciones de operación de los transductores pueden modelarse de la misma manera.

2.3 Modelo equivalente

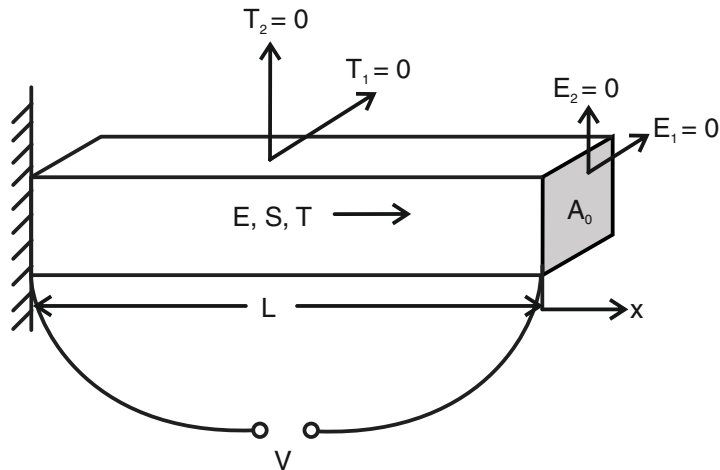


Figura 2.3.: Barra piezoeléctrica con un extremo fijo [18]

El comportamiento de un material piezoeléctrico (con sus efectos directo e inverso) puede representarse como se muestra en las ecuaciones de estado 2.1 y 2.2. El modelo explicado aquí es una simplificación para una dimensión, según las consideraciones detalladas en el esquema de la Figura 2.3.

$$S = s^E T + dE \quad (2.1)$$

$$D = dT + \varepsilon^T E \quad (2.2)$$

donde,

S	Estiramiento $\frac{\Delta L}{L}$ [%]
D	Densidad de flujo eléctrico $[\frac{C}{m^2}]$
T	Tensión mecánica $[\frac{N}{m^2}]$
E	Campo eléctrico $[\frac{V}{m}]$
s^E	Constante elástica ("compliance") a campo constante $\left. \frac{\partial S}{\partial T} \right _E$ $[\frac{m^2}{N}]$
d	Constante piezoeléctrica $[\frac{C}{N}]$ ó $[\frac{m}{V}]$
ε^T	Constante dieléctrica a Tensión mecánica constante $\left. \frac{\partial D}{\partial E} \right _T$ $[\frac{F}{m}]$

Tomando las siguientes relaciones,

$$x = S \cdot L$$

$$F = T \cdot A_0$$

$$Q = D \cdot A_0$$

$$V = E \cdot L$$

se pueden reescribir las ecuaciones 2.1 y 2.2, para obtener las expresiones del desplazamiento x (Ecuación 2.3) de la superficie del piezoléctrico (A_0) y la carga Q (Ecuación 2.4), en función de la fuerza F desarrollada por el material y el voltaje V aplicado.

$$x = C^E F + C^E N V \quad (2.3)$$

$$Q = C_0 V + N x \quad (2.4)$$

donde,

C^E	“Compliance” a corto circuito $\frac{s^E L}{A_0}$
C_0	“Clamped capacitance” $\frac{\epsilon^S A_0}{L}$ con $\epsilon^S = \epsilon^T \left(1 - \frac{d^2}{s^E \epsilon^T}\right)$
N	“Electromechanical turns ratio” $\frac{d A_0}{s^E L}$

El modelo de la Figura 2.3 puede ampliarse como se muestra en la Figura 2.4, al agregar un pistón de masa M , la resistencia mecánica R y la fuerza reactiva F_r (que puede interpretarse como la fuerza de reacción del medio al movimiento de la superficie del pistón). Esta misma fuerza puede modelarse incorporando al sistema una impedancia mecánica $Z_r = R_r + j\omega M_r$, donde la resistencia R_r está asociada a la transferencia de potencia desde el transductor a las ondas acústicas externas y la masa M_r , que se “agrega” al pistón, dado que la superficie que vibra acelera el medio adyacente transmitiéndole energía cinética.

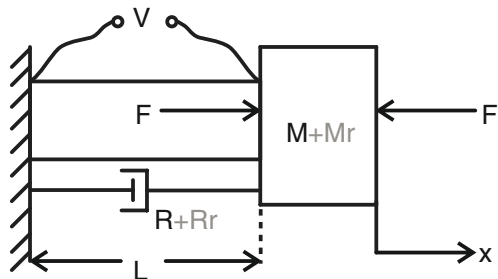


Figura 2.4.: Masa M con un grado de libertad de movimiento adherida al piezoléctrico de la Figura 2.3 [18]

Considerando lo expuesto, la fuerza F puede escribirse como

$$F = -(M + M_r) \frac{du}{dt} - (R + R_r)u \quad (2.5)$$

siendo u la velocidad de la superficie del piezoeléctrico.

Tomando esta última expresión y la relación entre la fuerza y el desplazamiento en la Ecuación 2.3, se obtiene la velocidad para una entrada senoidal $V = V_0 e^{j\omega t}$

$$u = \frac{N \cdot V}{(R + R_r) + j[(M + M_r)\omega - \frac{1}{\omega C^E}]} \quad (2.6)$$

$$u = \frac{N \cdot V}{Z} \quad (2.7)$$

con Z como la impedancia mecánica y acústica del transductor.

Por otro lado, si se analiza el aspecto eléctrico del transductor, tomando la derivada de la Ecuación 2.4 se obtiene la expresión de la corriente de entrada, que bajo una excitación senoidal es de la forma

$$I = j\omega C_0 V + \frac{N^2 V}{Z} \quad (2.8)$$

De esta manera se obtiene la admitancia eléctrica de entrada $Y = \frac{I}{V}$, a la que se le agrega una disipación G_0 para modelar las pérdidas en el piezoeléctrico,

$$Y = G_0 + j\omega C_0 + \frac{N^2}{Z} \quad (2.9)$$

En base a las expresiones de impedancia mecánica y acústica Z y admitancia eléctrica Y se construye el modelo eléctrico equivalente del vibrador piezoeléctrico de la Figura 2.4

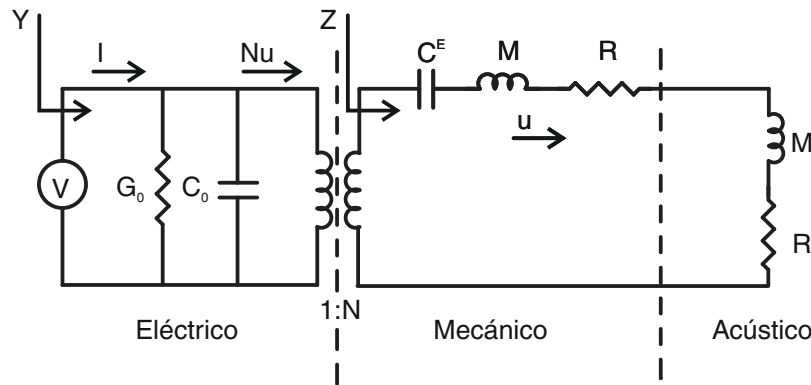


Figura 2.5.: Modelo eléctrico equivalente mostrando las componentes eléctrica, mecánica y acústica [18]

Este modelo puede simplificarse a uno todo eléctrico (Figura 2.6), conocido como modelo de “Butterworth Van-Dyke” en el que se incorporan al modelo todas las posibles ramas resonantes de los modos del sistema completo.

Por último, se muestra en la Figura 2.7 un ejemplo característico de la curva de impedancia para un material electrostrictivo (piezoeléctrico o piezo cerámico) y

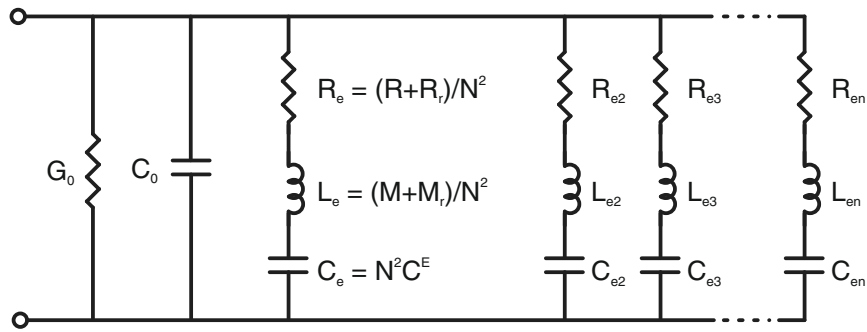


Figura 2.6.: Modelo eléctrico equivalente Butterworth Van-Dyke [18]

magnetostrictivo. Se observa en los materiales magnetostrictivos un comportamiento inverso a su contraparte eléctrica con ecuaciones análogas a las vistas a lo largo de esta sección.

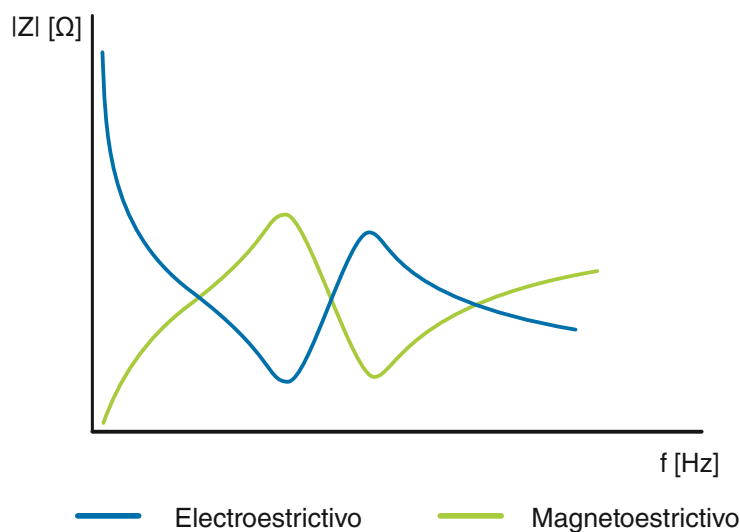


Figura 2.7.: Ejemplo comparativo de la característica de impedancia para materiales electrostrictivos y magnetostrictivos [18]

2.4 Respuesta acústica de los transductores

En la transmisión de ondas acústicas la respuesta de un elemento transductor se da relacionando la presión en el medio por unidad de voltaje aplicado, y en función de la frecuencia de excitación. El parámetro que describe esta respuesta acústica es el TVR (Transmitting Voltage Response) y está dada en $\frac{\mu Pa}{V}$ relativo a un metro de distancia de la superficie del transductor.

El parámetro análogo, pero en recepción, se conoce como RVS (Receiving Voltage Sensitivity) dado en $\frac{V}{\mu Pa}$, también relativo a un 1 metro del transductor. Se puede ver en la Figura 2.8 un esquema aproximado de las respuestas para un transductor electrostrictivo. Entonces, operando como proyector de ondas acústicas, la eficiencia

del transductor es máxima cuando es excitado a la frecuencia de resonancia, mientras que en la recepción (en la que el transductor funciona como un hidrófono) se logra mejor desempeño en la frecuencia de antiresonancia.

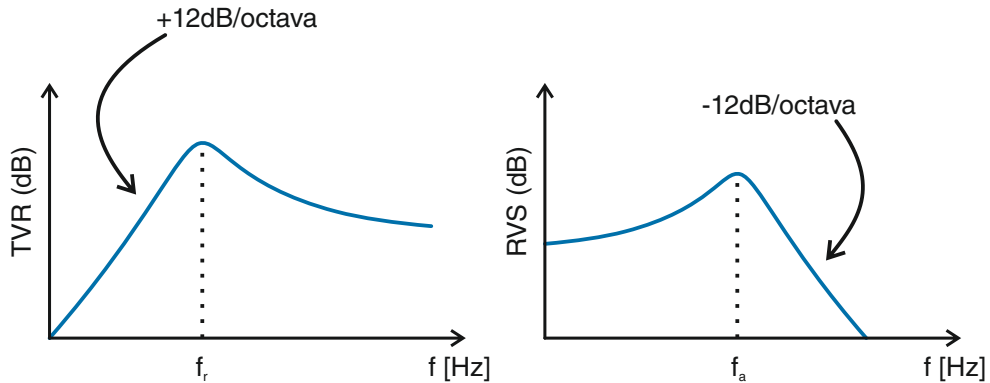


Figura 2.8.: Respuestas típicas de TVR y RVS para un transductor electrostrictivo [18]

Otra medida, un poco más cualitativa, y dada en [17] es la de estimar la eficiencia en la conversión de potencia eléctrica a potencia acústica en un orden del 20 % al 80 % en los transductores comerciales.

En base al modelo eléctrico equivalente, puede también representarse la operación tanto en transmisión como en recepción. En la Figura 2.9 b) se representa la proyección acústica del transductor (S_{outT}) frente a una entrada eléctrica (S_{inT}), mientras que en c) se observa la recepción de señales eléctricas (S_{outR}) frente a una entrada acústica sobre el transductor (S_{inR}).

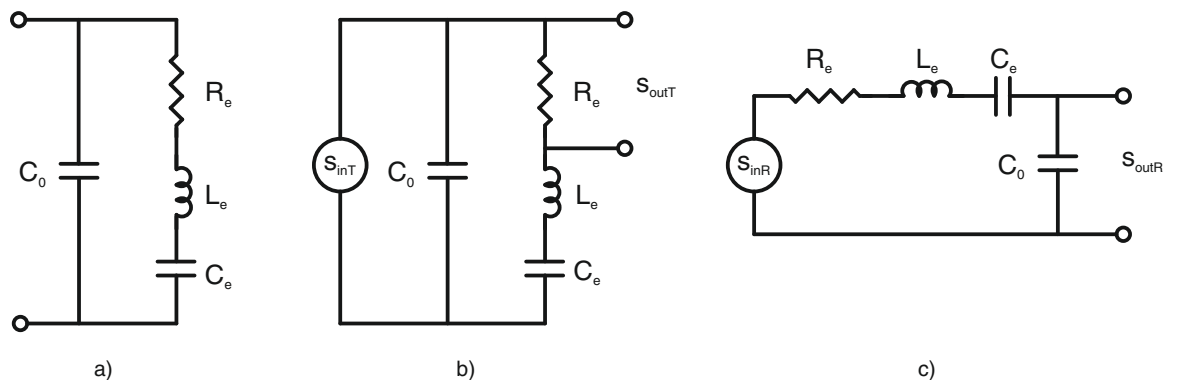


Figura 2.9.: a) Modelo eléctrico cercano a la primer resonancia y representación de señales de entrada y salida en b) transmisión y c) recepción.

2.5 Mediciones y ajuste al modelo

El paso siguiente en la caracterización consistió en tomar datos del transductor a utilizar e interpretarlos de acuerdo al modelo estudiado. Lo que esperaba obtenerse en una primera instancia es si se trataba de un transductor del tipo electrostrictivo

o magnetostrictivo y conocer o estimar sus frecuencias de resonancia y parámetros de transmisión y recepción.

Se realizó una medición de impedancia con el transductor sumergido en agua de forma de incluir en las mediciones los aportes dados por R_r y M_r , en una configuración como se observa en la Figura 2.10

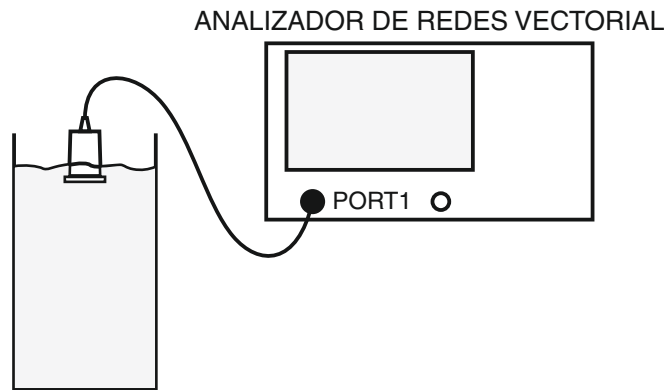


Figura 2.10.: Setup de la medición de impedancia

Equipo	Analizador de redes vectorial Rohde & Schwarz ZNC3
Potencia	10 dBm
Barrido en frecuencia	9kHz a 200kHz

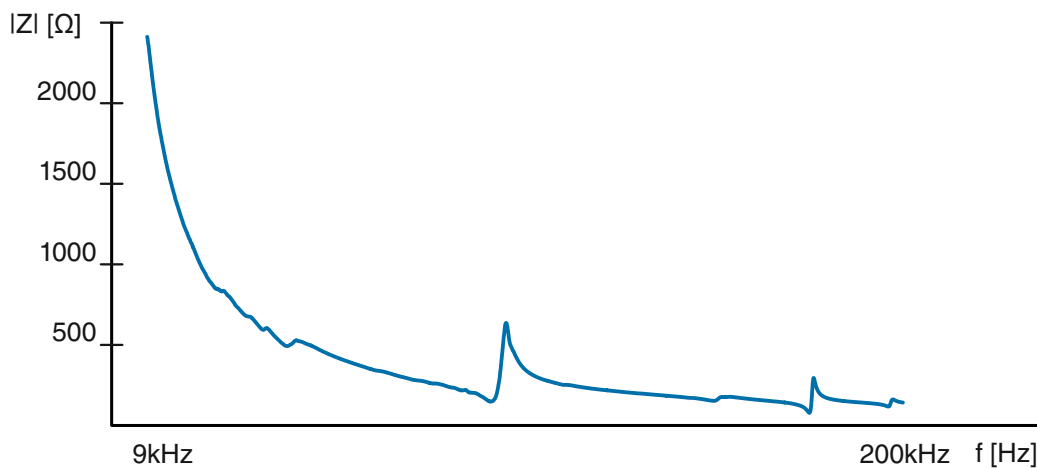


Figura 2.11.: Resultado de la medición de impedancia

La Figura 2.11 representa la magnitud medida de la impedancia, a partir de la cual, por simple inspección (y comparando con la Figura 2.7) se puede concluir que la curva se corresponde a un material de tipo electrostrictivo.

A continuación se detallan las consideraciones que se tuvieron en cuenta para el análisis y extracción de los datos de las mediciones con el fin de construir el modelo de “Butterworth Van-Dyke” correspondiente al transductor en estudio.

Las frecuencias de resonancia f_r y antiresonancia f_a para cada una de las ramas RLC del modelo (a las que se considera independientes) se obtienen de los máximos locales de las curvas de conductancia y resistencia, respectivamente. Además, se expresan de la siguiente manera:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_e C_e}} \quad f_a = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_0 + C_e}{C_0 C_e L_e}}$$

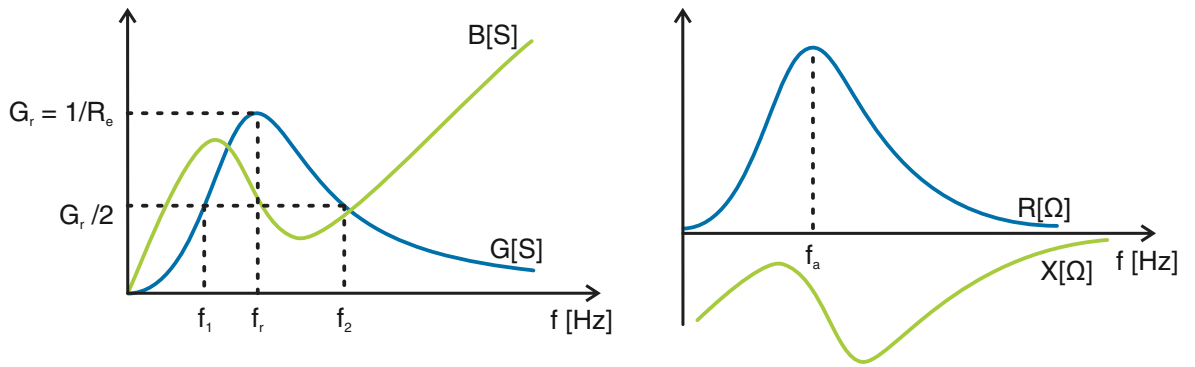


Figura 2.12.: Conductancia G , susceptancia B , resistencia R y reactancia X para un transductor electrostrictivo

Para cada par de frecuencias de resonancia y antiresonancia encontradas en el intervalo de las mediciones, se identificaron los valores indicados en la Figura, 2.12 a través de los cuales se calcularon los elementos de las ramas del modelo según:

$$Q_m = \frac{f_r}{f_2 - f_1} = 2\pi f_r \cdot \frac{L_e}{R_e} \quad L_e = \frac{Q_m R_e}{2\pi f_r}$$

$$C_0 = \frac{C_e}{[(f_a 2\pi)^2 C_e L_e - 1]} \quad C_e = \frac{1}{(2\pi f_r)^2 L_e}$$

La Figura 2.13 muestra la comparación entre los valores medidos de admitancia y el resultado de la simulación del modelo, una vez obtenidos los valores de C_0 y R_e , L_e y C_e para cada rama resonante (Tabla 2.2). De esta manera, ya se tenía modelado el comportamiento eléctrico del transductor.

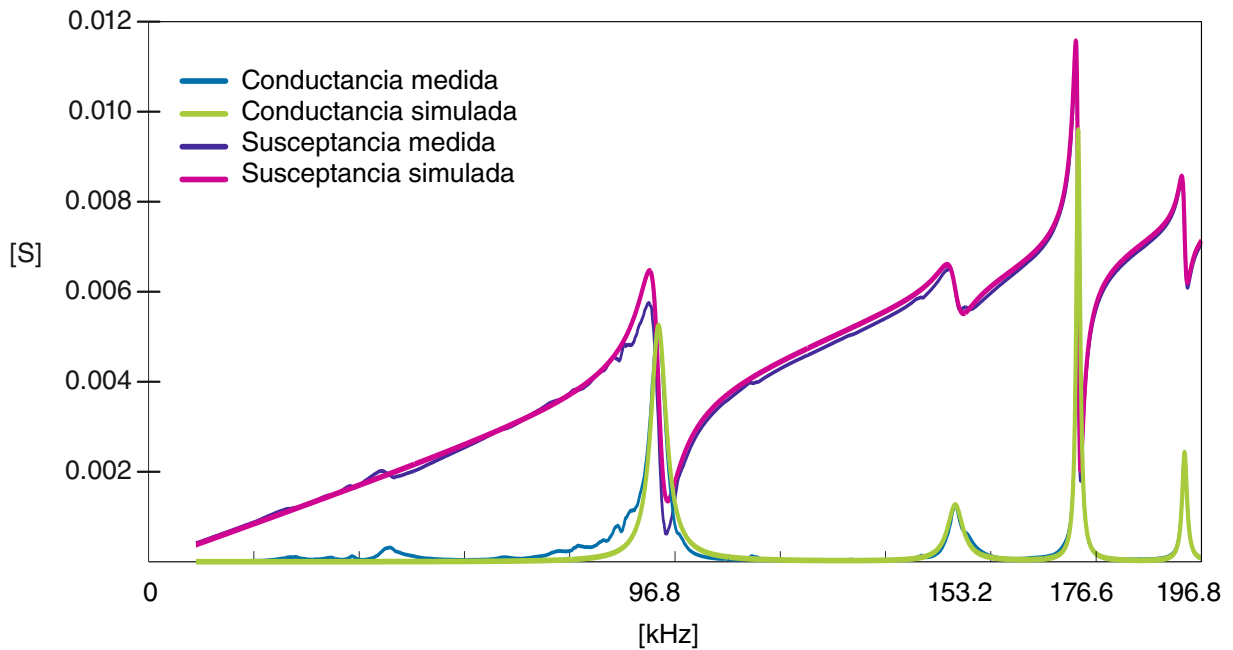


Figura 2.13.: Resultado de la simulación de Admitancia

		f_r [kHz]	f_1	f_2	f_a	Q_m	R_e [Ω]	L_e [mH]	C_e [pF]	C_0 [nF]
Resonancias	1°	96,8	94,8	98,4	99,2	27,3	190,4	8,56	315,2	6.3
	2°	153,2	151,8	155,4	153,4	42,5	800	35,35	30,5	
	3°	176,6	176,1	177	177,2	196,2	104,4	18,5	44	
	4°	196,8	196,2	197,3	197	171,1	413,2	57,18	11,4	

Tabla 2.2.: Valores del modelo eléctrico (Figura 2.6), estimados en base a las mediciones.

2.6 Resultado del estudio

En base al análisis realizado al transductor se pudo adquirir el conocimiento como para empezar a establecer algunos de los parámetros de diseño del sistema. Los resultados del estudio dieron la posibilidad de elegir y estimar, algunas de las condiciones de operación del elemento transductor.

De las mediciones realizadas y los valores obtenidos del modelo eléctrico (Figura 2.13 y Tabla 2.2), se tomaron dos frecuencias posibles para la operación del sistema, la 1er y 3er resonancia. Esta primer selección se toma en función de la resistencia R_e de cada rama resonante. En resonancia, el modelo eléctrico del transductor puede simplificarse de la siguiente manera, al “cancelarse” las reactividades de C_e y L_e :

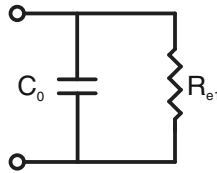


Figura 2.14.: Modelo simplificado del transductor en resonancia.

En base a que la potencia disipada en la resistencia R_e representa la potencia activa del transductor y parte de la cual se transmite a potencia acústica al medio, se consideraron las frecuencias mencionadas frente a las otras ya que para una mismo nivel de potencia de salida se requeriría de tensiones más elevadas (Cargas de 800Ω y 413.2Ω , frente a 190.4Ω y 104.4Ω).

Por otro lado, comparando el factor Q_m para las resonancias 1 y 3, se observa un comportamiento más “selectivo” en frecuencia para la 3er resonancia ($Q_m = 196,2$) que para la primera ($Q_m = 27,3$). Este comportamiento podría resultar ventajoso, ya que el mismo transductor se comporta como un filtro pasabanda con un factor de calidad elevado. Sin embargo, según [18], en aplicaciones acústicas subacuáticas suele requerirse la utilización de transductores de ancho de banda más elevado (en caso de, por ejemplo, transmitir pulsos modulados en frecuencia) por lo que es preferible la elección de menores valores de Q_m .

En función de lo expresado anteriormente **se toma como frecuencia de operación la correspondiente a la primer resonancia, de 96,8 kHz**. Respecto a las características de transmisión y recepción, la medición para el presente transductor de los parámetros TVR y RVS, expuestos de forma teórica en este capítulo, hubieran requerido de un setup con un hidrófono calibrado con el que no se contaba. La estimación de la eficiencia del transductor en la conversión de potencia eléctrica a potencia acústica se toma en un valor del 50 %, que es el valor medio del rango esperado teóricamente (20 % a 80 % de eficiencia). Podría haberse optado por el criterio del peor caso (20 % de eficiencia) sin embargo se justifica la elección del 50 % en base a que al trabajar en una de las frecuencias de resonancia, se asegura que se está trabajando en una zona donde el transductor opera de forma más eficiente como proyector acústico.

Con respecto a la recepción, luego de recabar información de transductores comerciales, principalmente en dimensiones y frecuencias de operación cercanas al transductor con el que se cuenta, se tomó como ejemplo el modelo BII-7506 de Benthowave Instruments [21] para el que se especifica un valor de RVS de -194 dBV/uPa. Este valor consiste simplemente en una estimación de los valores usuales por lo que se es consciente de que no representa exactamente las características del transductor.

Características de un sistema SONAR

Los sistemas SONAR (SOund Navigation And Ranging) hacen uso de señales acústicas para la detección, estimación e identificación de objetivos de interés. La misma definición de estos sistemas establece una analogía con los sistemas RADAR (RAdio Detection And Ranging) que hacen uso de campos electromagnéticos en vez de la propagación del sonido. Diversas aplicaciones hacen uso de ondas acústicas, tanto en el campo civil como militar, desde la exploración de las capas de la corteza terrestre hasta la captura de imágenes mediante sonares de barrido lateral. El desarrollo de la electrónica para sistemas SONAR requiere del estudio de las características del medio, las interfaces y objetivos a detectar, la forma de propagación acústica y todo otro aspecto involucrado.

En este capítulo se presenta el estudio realizado al sistema planteado para realizar batimetrías, a través de un conjunto de ecuaciones SONAR. Los conceptos planteados involucran el modelo de la fuente acústica, el medio a través del cual se propagan las ondas, la interacción con el fondo del agua, y la recepción de los ecos luego de los caminos de ida y vuelta.

El objetivo del análisis consiste en estimar los niveles de las señales involucradas y de esa manera establecer, en un siguiente paso, los requerimientos primarios del sistema de instrumentación requerido. Se analizaron los conceptos mencionados, y se simuló algunas condiciones tanto del medio (temperatura del agua, tipo de suelo) como del sistema (potencia de transmisión), y se obtuvo como resultado una estimación de lo que puede esperarse en una medición en campo.

3.1 Modelo del sistema de batimetrías

El desarrollo que se propuso se encuadra en una categoría de sistemas SONAR denominada “ECHO Sounders”. Se trata de un sistema de tipo activo en el que se emite un pulso a través de un medio, se recibe el eco de algún objetivo (“Blanco” que se quiere detectar) y se calcula el rango o distancia al objetivo mediante el tiempo de ida y vuelta de la señal. La Figura 3.1 sintetiza el modelo de la aplicación de este proyecto, orientado a la realización de **Batimetrías**. En este caso el “objetivo a detectar” corresponde al fondo de la columna de agua por lo que básicamente se mide su profundidad.

Luego de estudiar el transductor a utilizar y comenzar a establecer algunos requerimientos del sistema, es necesario el análisis de la propagación acústica en el agua. Las secciones siguientes detallan lo realizado.

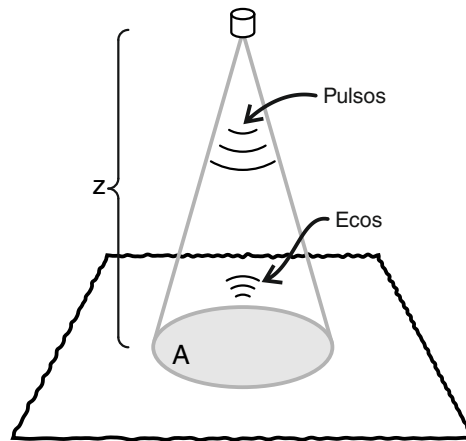


Figura 3.1.: Esquema de batimetría.

3.1.1 Parámetros del medio

Las ondas acústicas son una propagación longitudinal de variaciones de presión (compresiones y expansiones) a través de un medio. Bajo la superficie del agua, la velocidad a la que se propagan estas ondas es función de la temperatura, la presión y la salinidad. Esta última variable se descarta ya que las experiencias de validación se realizan en agua dulce, por lo tanto se considera la aproximación de la velocidad del sonido en agua dulce dada en [16]:

$$c = 1410 + 4,21T - 0,0037T^2 + 0,018z \quad [m/s] \quad (3.1)$$

a una temperatura del agua T y profundidad Z .

En caso de operar en agua salada, para estimar de forma correcta la velocidad del sonido tiene que emplearse una expresión que tenga en cuenta la salinidad.¹

Otro de los parámetros propios del medio es la atenuación dada por la disipación de energía en el agua, que surge de la viscosidad y la relajación de algunas moléculas, principalmente sulfato de magnesio y ácido bórico. En agua dulce, estos últimos dos efectos pueden descartarse por lo que se tomó como referencia, el coeficiente de absorción viscosa del agua dado por Ainslie y Malcom [22]:

$$\alpha = 0,00049f^2 \left(e^{-\left(\frac{T}{27} + \frac{Z}{17}\right)} \right) \quad [dB/km] \quad (3.2)$$

Así como se mencionó que la operación en agua salada requiere de una modificación en la estimación de la velocidad del sonido, también deberán ampliarse las consideraciones del coeficiente de absorción (Ecuación 3.2) para tener en cuenta las pérdidas que se dan en agua salada.

3.1.2 Ecuación SONAR

Las ecuaciones SONAR proporcionan la relación entre todos los parámetros involucrados en un problema de transmisión y recepción de ondas acústicas. Dichos

¹[11] $c(T, S, z) = A_1 + A_2T + A_3T^2 + A_4T^3 + A_5(S - 35) + A_6z + A_7z^2 + A_8T(S - 35) + A_9Tz^3$ siendo S la salinidad en ppt y A_1, A_2, \dots, A_9 constantes.

parámetros se expresan de forma logarítmica e incluyen los efectos del medio de propagación y las propiedades del objetivo y el equipamiento utilizado.

En este caso se pretendía obtener una estimación o simulación del nivel de eco proveniente del fondo de una columna de agua, por lo que la ecuación SONAR se formuló de la siguiente manera:

$$EL = SL - 2TL + TS - NL \quad (3.3)$$

La siguiente tabla muestra los nombres de los parámetros en inglés (que identifican las siglas) y la Figura 3.2 cómo se construye la ecuación que describe el nivel de eco recibido.

Ecuación SONAR	
EL	Echo Level
Parámetros determinados por el equipamiento	
SL	Projector Source Level
Parámetros determinados por el medio	
TL	Transmission Loss
NL	Ambient-Noise Level
Parámetros determinados por el objetivo	
TS	Target Strength

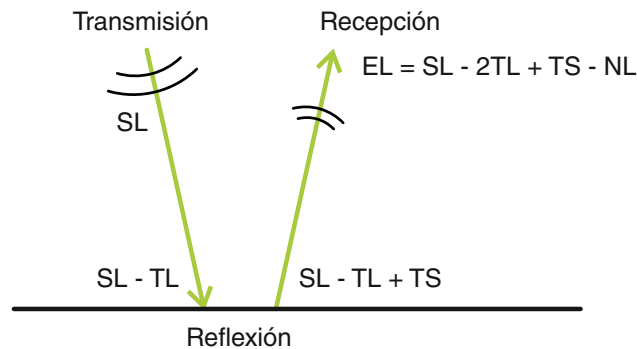


Figura 3.2.: Esquema de de construcción de la ecuación SONAR.

SL - Source Level

El parámetro Source Level (SL) está dado en función de la potencia acústica emitida por el transductor (operando como proyector) teniendo en cuenta la densidad ρ del agua, la velocidad del sonido, y afectado por el índice de directividad DI obtenido en base al diámetro del disco transductor (D) y la longitud de onda involucrada (λ) [18]. Este índice modela la apertura del lóbulo del transductor, en el que se concentra la potencia transmitida.

$$SL = 10\log(P) + 10\log\left(\frac{4\pi \times 10^{-12}}{\rho c}\right) + DI \quad (3.4)$$

$$DI = 20\log\left(\frac{\pi D}{\lambda}\right) \quad (3.5)$$

TL - Transmission Loss

Además de modelar las pérdidas de energía a través del coeficiente de absorción del agua (α), el parámetro Transmission Loss incluye las pérdidas de intensidad en la onda acústica al tener en cuenta su propagación de forma esférica (disminuye con el cuadrado de la distancia). Es por esto que el TL se incluye con signo negativo en la ecuación SONAR y con un factor de 2, visto que hay que tener en cuenta las pérdidas en los trayectos de ida del pulso transmitido y de vuelta del eco.

$$TL = 20\log(z) + \alpha z \quad (3.6)$$

TS - Target Strength

La recepción de ecos provenientes de un objetivo específico depende de la cantidad de energía “retransmitida” hacia el transmisor. Se define formalmente al Target Strength como la relación (en decibeles) de las intensidades de la onda incidente y reflejada por un objeto. Para objetivos puntuales a los que el frente de onda los incide completamente, esta relación se expresa en función de la sección aparente del objeto (desde el ángulo de arribo de la señal), y una función que describe la distribución espacial e intensidad del eco retransmitido.

En el caso de una superficie u objeto de grandes dimensiones que se extiende por fuera del lóbulo con el que proyecta el transductor, se tiene en cuenta el área que es efectivamente insonificada y se describe a través de un parámetro conocido como “Backscattering Strength” el comportamiento por unidad de área.

Al no contar con información específica en cuanto a la reflectividad del lecho donde se utilizaría el sistema, ya sean los recipientes para validaciones iniciales o por ejemplo, el lecho del lago Nahuel Huapi, se tomó como aproximación la expresión conocida como Ley de Lambert, que considera un parámetro correspondiente al material de la superficie (μ) y el ángulo de arribo de la onda incidente θ :

$$BS(\theta) = 10\log(\mu) + 20\log(\cos(\theta)) \quad (3.7)$$

De esta manera, se construye el Target Strength para el área insonificada A :

$$TS = BS + 10\log(A) \quad (3.8)$$

NL - Noise Level

El ruido ambiente en el entorno subacuático tiene muchos componentes, propios del medio y también externos, como puede ser el movimiento de embarcaciones. En la Tabla 3.1 se resumen algunas de las posibles fuentes de ruido

Fuente de ruido	Rango de frecuencia
Mareas	Ciclos por día
Movimientos sísmicos	Debajo de 1 Hz
Turbulencias	1 a 10 Hz
Barcos	50 a 500 Hz
Olas superficiales	500 Hz a 25 kHz
Ruido térmico	Mayor a 100 kHz

Tabla 3.1.: Fuentes de ruido ambiente.

Muchas de estas fuentes entran en consideración al trabajar en el océano, o en ambientes con situación de viento y mayor oleaje. En función de la selección de frecuencia de operación en la primer resonancia del transductor (96.8kHz) se justifica tomar únicamente el aporte del ruido térmico, cuyas componentes están presentes en el rango de frecuencias seleccionado para trabajar. Además, visto que las primeras experiencias con el sistema se realizarían en recipientes estancos, se justifica descartar en el análisis el ruido proveniente del oleaje, o embarcaciones. Entonces, según [19] con DI el índice de directividad y E la eficiencia de transductor (estimada en un 50 %):

$$NL = -15 + 20\log(f) - DI - 10\log(E) \quad (3.9)$$

3.2 Simulación y Resultados

Una vez completado el estudio de la ecuación SONAR, se simuló numéricamente algunas de las condiciones de operación involucradas para estimar el nivel de eco a recibir en la experiencia piloto de la batimetría.

La simulación consistió en la evaluación numérica de la ecuación SONAR mediante una planilla de cálculo en la que se introducen los parámetros correspondientes. Como parámetros fijos se establecieron las condiciones de operación que surgieron del estudio del transductor, como la frecuencia de operación en 96,8kHz. La dimensión de la superficie proyectora se utilizó para obtener la apertura del lóbulo principal en la transmisión, según [18], [17]:

$$\text{Beam Width} = \frac{58 \cdot \text{Longitud de onda}}{\text{Diámetro transductor}} \quad (3.10)$$

Se obtuvo entonces el nivel de eco en función de tres parámetros principales, la temperatura del agua, la potencia eléctrica aplicada al transductor, y la profundidad del fondo de la columna de agua que proyecta el eco. Se simularon las condiciones de 3 distintos tipos de suelo como roca, arena, y una superficie ideal completamente reflectiva, tomando los parámetros de la Ley de Lambert de los valores empíricos dados en [1].

Las tablas 3.2 y 3.3 muestran los resultados simulados. Se incluyen los valores de nivel de eco, expresados en milivolts en función del RVS estimado según el transductor comercial (BII-7506 [21]) visto en el Capítulo 2. Se observan diferencias apreciables entre los distintos tipos de suelo y un cambio en las amplitudes, en función de la potencia aplicada al transductor.

EL [mV]						
Temperatura	5°C		Velocidad del sonido	1430 m/s		
Profundidad [m]	Potencia Eléctrica (Potencia Acústica) [W]					
	2 (1)		10 (5)		70 (35)	
	Roca	Arena	Roca	Arena	Roca	Arena
1	23,5	2,6	52,5	5,9	139	15,6
2	23,4	2,6	52,5	5,9	138	15,5
10	23,3	2,6	52,1	5,8	137	15,4
50	22,5	2,5	50,3	5,6	133	14,9

Tabla 3.2.: Niveles de eco recibido a temperatura de 5°C

EL [mV]						
Temperatura	15°C		Velocidad del sonido	1465 m/s		
Profundidad [m]	Potencia Eléctrica (Potencia Acústica) [W]					
	2 (1)		10 (5)		70 (35)	
	Roca	Arena	Roca	Arena	Roca	Arena
1	23,2	2,6	51,9	5,8	137	15,4
2	23,2	2,6	51,9	5,8	137	15,4
10	23,1	2,5	51,6	5,7	136	15,3
50	22,5	2,5	50,4	5,6	133	14,9

Tabla 3.3.: Niveles de eco recibido a temperatura de 15°C

Respecto a las diferentes profundidades, no se aprecian cambios representativos en el nivel de eco recibido a medida que se aumenta la distancia al fondo. Una

explicación a este resultado (en el que uno esperaría que a mayores profundidades, la intensidad del eco resulte menor) es que no se tuvo en cuenta la duración del pulso que se transmite, para calcular el área insonificada en el modelo (Figura 3.1). Entonces, al aumentar la distancia, también aumenta la superficie que proyecta el lóbulo de transmisión sobre el fondo de la columna de agua, representando mayor energía retransmitida.

Se debe tener en cuenta la duración del pulso cuando se está en un régimen de pulso corto. Esto se da cuando no es lo suficientemente largo como para que se insonifique completamente la proyección del lóbulo del transductor sobre la superficie (Figura 3.3). Según [17], el área efectivamente insonificada que se obtiene al estar en un régimen de pulso corto está dada por:

$$A = \pi \cdot z \cdot c \cdot T$$

con T la duración del pulso. Además, dado un largo de pulso fijo, la profundidad z a partir de la cual comienza a regir el régimen de pulso corto es:

$$z = \frac{c \cdot T}{\tan^2(\varphi)}$$

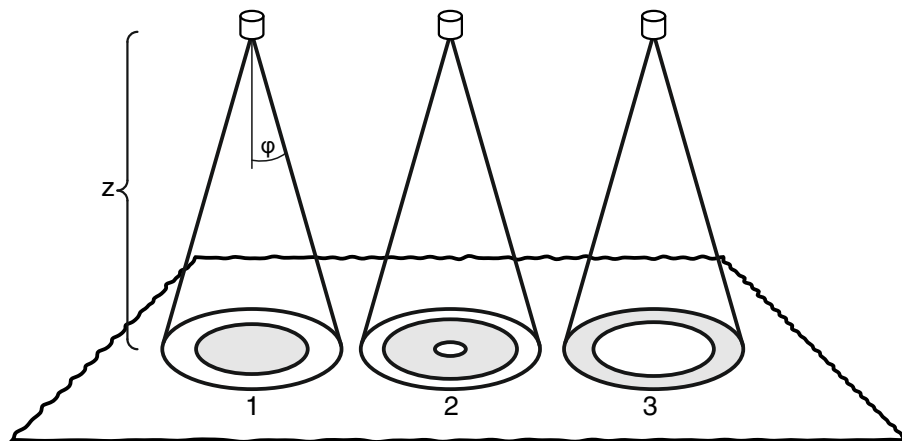


Figura 3.3.: Régimen de pulso corto. El área insonificada instantánea por el frente de onda no llega a cubrir completamente la proyección del lóbulo sobre la superficie.

Otro de los posibles factores de error que pueden darse en mediciones en algún cuerpo de agua, es la topografía del lecho. El modelo representado para el análisis del nivel de eco (Figura 3.1) considera que la superficie que proyecta el eco hacia el transductor es plana y paralela a este. Si esta superficie estuviese inclinada (Figura 3.4), no se proyectarían los ecos directamente, y la intensidad recibida resultaría menor.

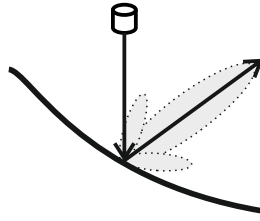


Figura 3.4.: Proyección del eco ante inclinación del fondo

En líneas generales, el sistema electrónico necesario para la realización de batimetrías puede separarse en dos etapas, transmisión y recepción. La transmisión de pulsos acústicos requiere la generación y amplificación de señales para comandar el transductor piezoeléctrico en las potencias necesarias, mientras que la recepción debe acondicionar las señales de los ecos captados por el transductor. La medición de profundidad de la columna de agua se realiza mediante la “conversión” a distancia, del tiempo de ida y vuelta de las señales acústicas.

El presente proyecto final es una extensión del trabajo realizado en el marco de una beca EVC CIN, en la cual se propuso la implementación de un amplificador Clase-D (debido a la eficiencia de estas configuraciones), tomando como referencia el trabajo de Blair Bonnett [3], para comandar unos transductores piezoeléctricos de Benthowave Instruments ¹. Algunos de los esquemas planteados y la compra inicial de componentes realizada para la beca fueron aprovechados para el sistema que se presenta en este capítulo. Por otro lado, se utilizó un conjunto de placas generadora y adquisidora de señales orientadas a señales acústicas y ultrasonido, disponibles en la universidad como equipamiento del proyecto ONDAS.

Se muestra en la Figura 4.1 el diagrama de bloques del sistema implementado, descrito en detalle en las secciones siguientes. El diseño se orientó a poder realizar mediciones batimétricas utilizando el transductor disponible para pruebas.

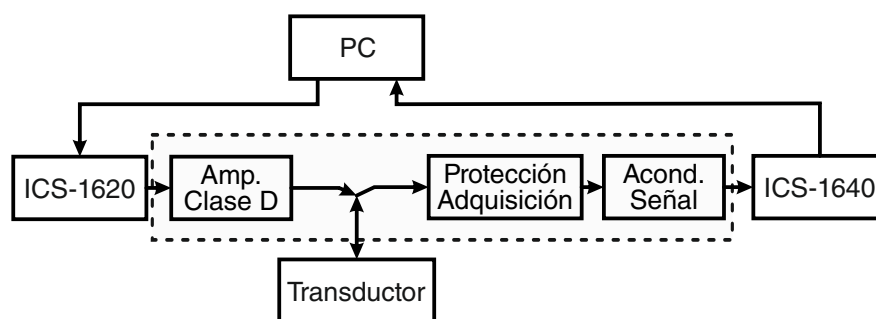


Figura 4.1.: Diagrama en bloques del sistema.

4.1 Requerimientos

Del estudio realizado al transductor (Capítulo 2) y el modelo de la ecuación SONAR (Capítulo 3) surgieron algunos de los requerimientos primarios para el diseño. No se definieron en un principio requerimientos completos en cuanto a caracterizaciones de las señales de transmisión y recepción (como pueden ser linealidad,

¹Modelo de los transductores que iban a utilizarse: BII-7503 <http://www.benthowave.com/products/Specs/BII-7503%20Graph.pdf>

distorsión, relaciones señal a ruido), dada la orientación del proyecto a la evaluación de la tecnología.

Frecuencia de operación

El resultado del análisis del transductor (2.6) concluyó que en la primer frecuencia de resonancia encontrada (96.8kHz), el transductor opera de forma más eficiente como proyector acústico. Es debido a esto que se selecciona como frecuencia de operación del tren de pulsos a transmitir.

Potencia

El modelo simplificado del transductor en resonancia (considerando independientes las ramas resonantes de la Figura 2.6) se representa como en la siguiente figura, al “cancelarse” las reactancias de C_{e1} y L_{e1} :

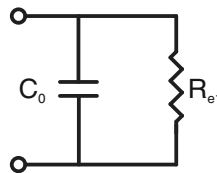


Figura 4.2.: Modelo simplificado del transductor en resonancia.

La potencia disipada en la resistencia Re_1 del modelo, corresponde a la potencia entregada al mecanismo de transducción eléctrica a acústica, con una componente asociada a la disipación en la impedancia mecánica (no deseada) y otra a la impedancia acústica (la que efectivamente transfiere energía al medio).

Observando el resultado de las simulaciones de la ecuación SONAR (Tablas 3.2 y 3.3), para una potencia acústica de 35W se obtiene un nivel de eco de unas decenas de milivolts en el peor caso de tipo de suelo analizado. Se considera aceptable la amplitud de los ecos a recibir, y se obtiene entonces la potencia eléctrica necesaria, teniendo en cuenta la eficiencia estimada del transductor:

$$35W \text{ Potencia acústica} \equiv 70W \text{ Potencia eléctrica (50\% de eficiencia)}$$

Para una carga Re_1 de 190Ω se necesitarían 115Vrms (163Vpp) para entregar una potencia de 70W, por lo tanto, se establece también como límite de tensión máxima de salida, una tensión de 200V pico a pico.

La Tabla 4.1 resume los requerimientos establecidos para el sistema.

Requerimientos	
Frecuencia de operación del transductor	96.8 kHz
Voltaje máximo de señal de salida	200V pico a pico
Potencia aproximada	70W
Amplitudes de eco a recibir	~10mV

Tabla 4.1.: Requerimientos de diseño iniciales.

4.2 Generación y Adquisición de señales

El conjunto de placas ICS-1620 e ICS-1640 de General Electrics Embedded (actualmente Abaco Systems) está diseñado para aplicaciones acústicas como sonar, ultrasonido o análisis de vibraciones. Son dos dispositivos en formato PCI Express que conforman un par conversor digital-analógico y analógico-digital. Algunas de sus características se resumen en la Tabla 4.2, siendo la principal ventaja, la posibilidad de operar en conjunto y lograr así un sistema de transmisión y recepción de señales.

	ICS-1620	ICS-1640
Canales	DAC 16 Salidas	ADC 16 Entradas
Frecuencia de muestreo DAC/ADC	Hasta 2.5MHz por canal	
Resolución	16 bits	24bits
Amplitud	20 Vpp	

Tabla 4.2.: Características ICS-1620 e ICS-1640

Se disponía de ambas placas y se instalaron en una PC en dos slot PCI contiguos. El fabricante provee drivers tanto para Linux como para Windows, pero al necesitar una versión del kernel de Linux antigua, se optó por el desarrollo de la aplicación controladora en Windows. En la sección 4.8 se expone lo realizado en ese aspecto.

4.3 Etapa amplificadora

Para la selección de la topología de la etapa amplificadora de los pulsos a transmitir, se tomó como criterio principal, la posibilidad de obtener un diseño compacto (que a futuro pueda formar parte de un sistema portable) y por lo tanto se puso atención en maximizar la eficiencia del amplificador, logrando un amplificador de dimensiones reducidas y sin necesidad de utilizar disipadores.

A continuación se muestra de forma esquemática, la operación de amplificadores Clase A y Clase B. Por ejemplo, en amplificadores Clase A (Figura 4.3), los dispositivos

de salida operan durante todo el ciclo de la señal de salida en zona lineal disipando potencia activamente, y en el caso de los amplificadores Clase B con los transistores conduciendo de forma lineal cada uno en un 50% del ciclo.

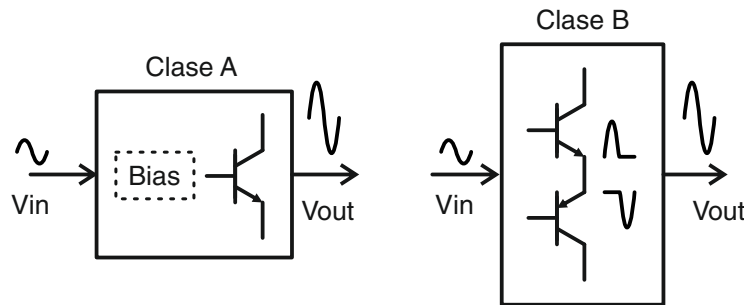


Figura 4.3.: Esquema genérico de amplificadores Clase A y Clase B.

En la Figura 4.5 se describe el esquema genérico de un amplificador Clase-D. La salida previa a la etapa de filtrado es una onda cuadrada de frecuencia generalmente constante ² cuyo ciclo de trabajo es modulado por la señal de entrada.

La principal ventaja de estos amplificadores por sobre sus contrapartes lineales (Clases A, B, AB) tiene que ver con la eficiencia que se logra a través de la operación en conmutación de los transistores en la etapa de salida, logrando eficiencias superiores al 90%.

El beneficio de operar en conmutación proviene de minimizar el tiempo en que el transistor disipa potencia de forma activa. Al estar en corte (Figura 4.4 b) no hay disipación de potencia $V_{DS} \times I_{DS}$ en el transistor. Cuando se polariza el MOSFET, se puede modelar el canal de conducción como una resistencia R_{DSon} (Figura 4.4 c). Si esta resistencia es suficientemente baja (menos de $200m\Omega$ [12]), se pueden desarrollar potencias de salida elevadas en diseños de tamaño reducido y sin el uso de disipadores.

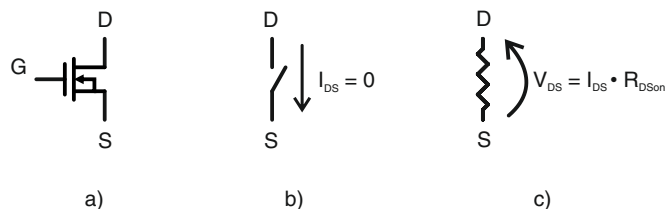


Figura 4.4.: Modelo de un MOSFET a), en corte b) y en saturación c).

Una de las desventajas de este tipo de amplificadores es la necesidad de incluir algún tipo de realimentación para corregir distorsiones. Al conmutar la carga directamente a la fuente de alimentación, los amplificadores Clase-D poseen un PSRR de 0dB operando a lazo abierto.

En cuanto a la linealidad/distorsión que se pueda introducir por el uso de esta topología, al operar una carga (el transductor) que es selectiva en frecuencia por su característica resonante, la posible generación de armónicos no representa un inconveniente (a menos que una porción importante de la energía se vaya en estos

²En algunas implementaciones tipo “Self Oscillating Modulator” la frecuencia puede cambiar dependiendo de la señal de entrada.

armónicos).

Se optó entonces, por la implementación de un amplificador Clase D para comandar el transductor piezoeléctrico, tomando la premisa de la eficiencia, y se propuso inicialmente analizar el desempeño del amplificador con el transductor piezoeléctrico como carga y sin el uso de realimentación.

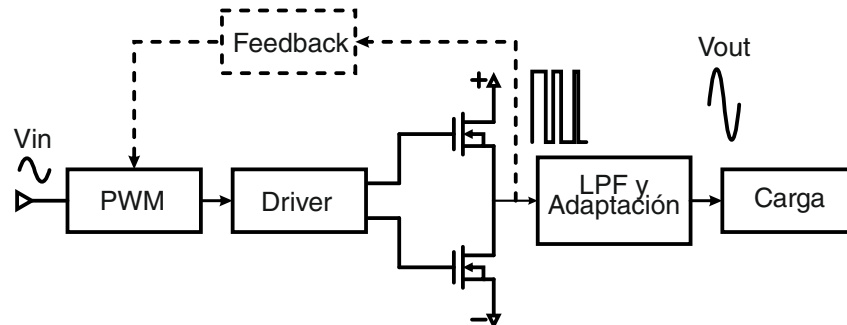


Figura 4.5.: Etapa amplificadora Clase-D.

4.3.1 Potencia

Clase D “Half Bridge” vs “Full Bridge”

La configuración de la etapa de salida mostrada en la Figura 4.5 es conocida como *Half Bridge* (Medio Puente) donde uno de los extremos de la carga se conecta a la masa de referencia. Si bien hace uso de menor cantidad de componentes que la configuración finalmente implementada (Figura 4.7), se optó por la segunda en función de las siguientes ventajas:

- Fuente de alimentación más relajada. Al manejar a la carga de forma diferencial, la amplitud máxima de la fuente es la mitad que la necesaria en el medio puente, para la misma salida. Figura 4.6 a) versus b).
- Como consecuencia del primer punto, los ratings de tensión máximos admisibles de los posibles transistores a utilizar también se reducen a la mitad. Ejemplo, en la Figura 4.6 a) tiene que admitir 40V al estar en corte versus 20V en el caso b).
- Con la etapa de transmisión apagada el transductor queda “flotando” en los puntos medios del puente y se consideró que la etapa de recepción de los ecos provenientes del transductor sería más sencilla de esta manera, al no tener el piezoeléctrico referenciado a masa.

Los transistores que manejan la carga pueden modelarse (Figura 4.8) como interruptores que, de forma sincronizada, conectan la carga a las líneas de alimentación alternadamente.

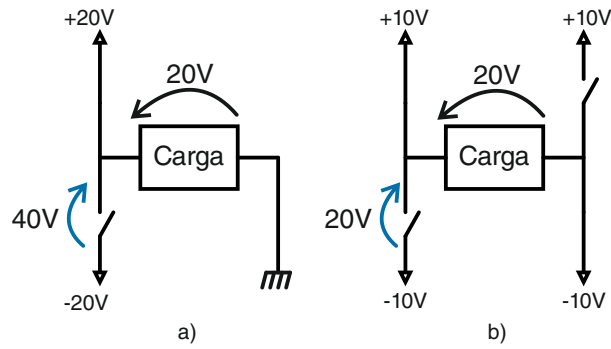


Figura 4.6.: Ejemplo para una salida de +20V sobre la carga en configuración a) half-bridge y b) full-bridge.

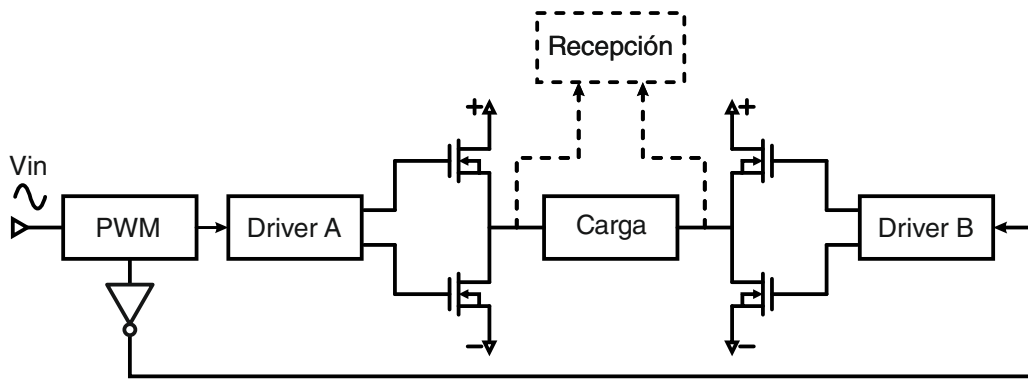


Figura 4.7.: Diagrama en bloques del amplificador Clase-D implementado. Se indica también la etapa de recepción de ecos.

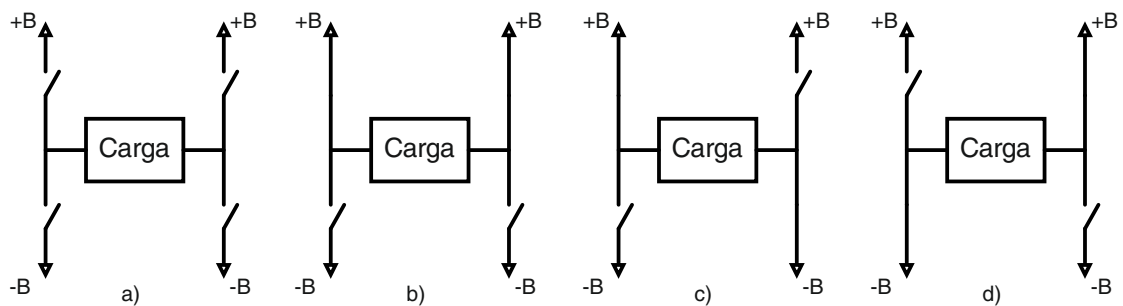


Figura 4.8.: a) Carga “flotando”, b) $V_{out} = 0$, c) $V_{out} = +2B$, d) $V_{out} = -2B$.

La configuración de puente completo se forma a través de dos “medios puentes” simétricos como se detalla en la Figura 4.7. Los transistores MOSFET de salida utilizados son IRFR4620, con las siguientes características:

MOSFET IRFR4620	
V_{DS} Máximo	200V
$R_{DS(on)}$ Máxima	78m Ω
Corriente continua máxima	24A
Máxima disipación de potencia	144W

Tabla 4.3.: Características MOSFET IRFR4620

Para su selección se tuvo en cuenta el objetivo primario que se esperaba a través de la implementación de la etapa amplificadora Clase D, lograr una eficiencia superior al 90 %.

Tomando como objetivo final una eficiencia del 95 %, para una potencia de salida de 70W (sobre la carga de 190 Ω del transductor en resonancia), se espera que las pérdidas en los transistores de salida del amplificador no superen un valor de aproximadamente 3.68W.

Si la potencia de salida es de 70W, la disipación de potencia por conducción del transistor elegido resulta de 28.73mW, dada por:

$$P_{cond} = \frac{R_{DS(on)}}{R_L} \cdot P_{out} = \frac{78m\Omega}{190\Omega} \cdot 70W = 28,73mW$$

Asimismo, se expresan a continuación las disipaciones dadas por la conmutación del transistor (P_{SW}) y la polarización del mismo (P_{GD}). Para una potencia de 70W, $V_{salida} = 115V_{rms} \approx 163V_{pp}$ y $V_{BUS} \approx 82V$

$$P_{SW} = (C_{OSS} \cdot V_{BUS}^2 \cdot f_{PWM}) + (0,5 \cdot I_D \cdot V_{BUS} \cdot (t_r + t_f) \cdot f_{PWM})$$

$$= (125pF \cdot 82V^2 \cdot 500kHz) + (0,5 \cdot 0,85A \cdot 82V \cdot 37,2ns \cdot 500kHz) = 1,06W$$

$$P_{gd} = 2 \cdot Q_g \cdot V_{gs} \cdot f_{PWM} = 2 \cdot 25nC \cdot 12V \cdot f_{PWM} = 0,3W$$

Con $I_{DS} = V_{pp}/R_L$, V_{gs} la tensión de gate par apolarizar el transistor y los parámetros C_{OSS} , t_r , t_f y Q_g de la hoja de datos.

La potencia total disipada se expresa como $2 \cdot (P_{gd} + P_{SW} + P_{cond})$ teniendo en cuenta que dos transistores del puente completo están conduciendo por ciclo, resultando en una disipación de 2.77W. Este valor es inferior al correspondiente a una eficiencia de 95 % y junto a que las limitaciones máximas de tensión, corriente y disipación de potencia del transistor se encuentran por sobre los rangos de operación del sistema, se justifica el uso de los mismos.

Deadtimes

Una de las cuestiones a tener en cuenta en el diseño de amplificadores Clase-D, es la condición conocida como “**Shoot-through**” en la que si uno de los transistores del medio puente se polariza antes de que el otro haya terminado de conducir, se corre el riesgo de dañar ambos al conectar directamente un extremo de la fuente con el otro (Figura 4.9a)

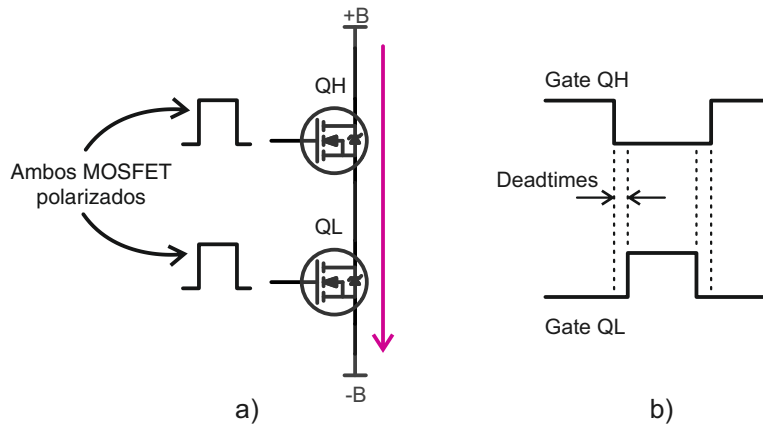


Figura 4.9.: a) Condición de shoot through. b) Deadtimes.

Para prevenir esta condición, debe tenerse en cuenta la implementación de “dead-times” (tiempos muertos) entre el *apagado* de un transistor y el *encendido* del otro, asegurándose que no se llegue a la condición de shoot through (Figura 4.9b).

Driver Mosfet

La necesidad de implementar los deadtimes entre las conmutaciones de los transistores del puente, justifica el uso de un driver para controlar la polarización de los transistores del lado alto y bajo del puente. Además, para polarizar la compuerta de un MOSFET tipo N, es necesario aplicar una tensión positiva entre Gate y Source. El uso del driver facilita también en estas configuraciones la implementación de una fuente “flotante” para alimentar la compuerta del transistor superior del medio puente (QH Figura 4.10).

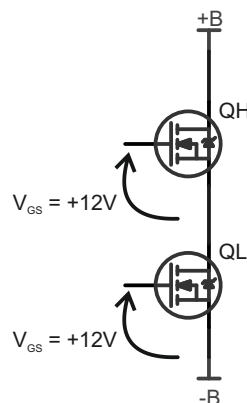


Figura 4.10.: Voltajes Gate-Source necesarios para polarizar los MOSFETs.

El Driver IRS20124 está orientado a aplicaciones de audio, sin embargo, opera en frecuencias de hasta 1MHz por lo que satisface las condiciones de este diseño (Frecuencia de PWM de 500kHz). La implementación de la “fuente flotante” requiere de un diodo y un capacitor como se muestra en la Figura 4.11. El capacitor C acumula carga cuando el transistor QL está conduciendo, mientras que en el ciclo siguiente provee la carga necesaria para polarizar al transistor QH.

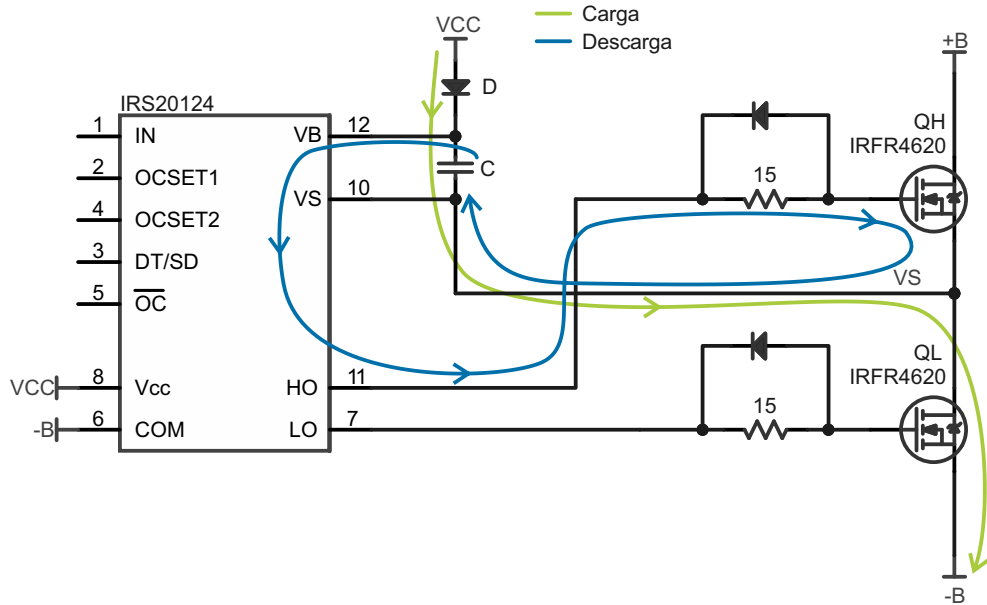


Figura 4.11.: Configuración de la etapa de potencia, y detalle de operación de la fuente flotante.

Respecto a los “deadtimes”, puede elegirse entre cuatro tiempos muertos (15, 25, 35, 45ns) mediante el voltaje aplicados al pin DT/SD del IRS20124. En el diseño final del circuito se permite seleccionar mediante un jumper, cualquiera de los cuatro deadtimes posibles.

Shutdown

Además de poder seleccionar la duración de los tiempos muertos en la conmutación de los MOSFET, el driver permite deshabilitar ambas salidas (HO y LO) y así apagar los dos transistores del medio puente. Comandando esta señal a un nivel bajo (se comparte el pin DT/SD para seleccionar los deadtimes), se deja la carga (el transductor) desconectada, “flotando” para la etapa de recepción.

La siguiente figura muestra un ejemplo de las señales que deben aplicarse a los drivers para la transmisión de un pulso. Las señales PWM_A y PWM_B comandan a los drivers A y B respectivamente, mientras que se habilita la conmutación de ambas etapas de salida mediante la señal SHUTDOWN.

4.3.2 Modulador PWM

En este tipo de modulación, el ciclo de trabajo de una onda cuadrada se varía en función de la señal de entrada. Puede reconstruirse la señal original (o amplificada en el caso de un amplificador Clase-D) por medio de un filtro pasabajos que elimine

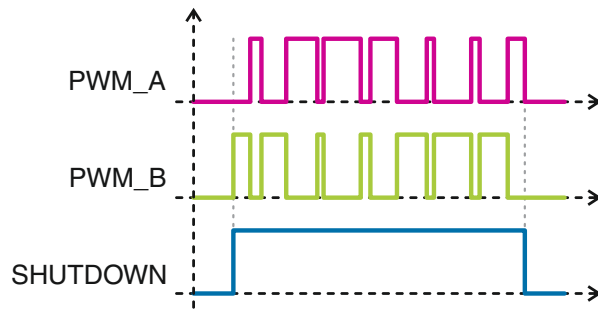


Figura 4.12.: Ejemplo de señales a los drivers para transmitir un pulso.

las componentes de alta frecuencia de la señal cuadrada. El esquema de modulación implementado se basa en la comparación de la señal de entrada con una onda triangular de frecuencia constante (Figura 4.13).

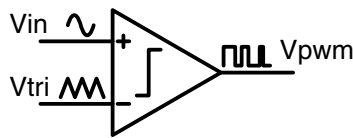


Figura 4.13.: Modulación PWM.

El siguiente ejemplo muestra la simulación de una modulación PWM en base a una onda triangular de 500kHz, y una señal senoidal de 96.8kHz.

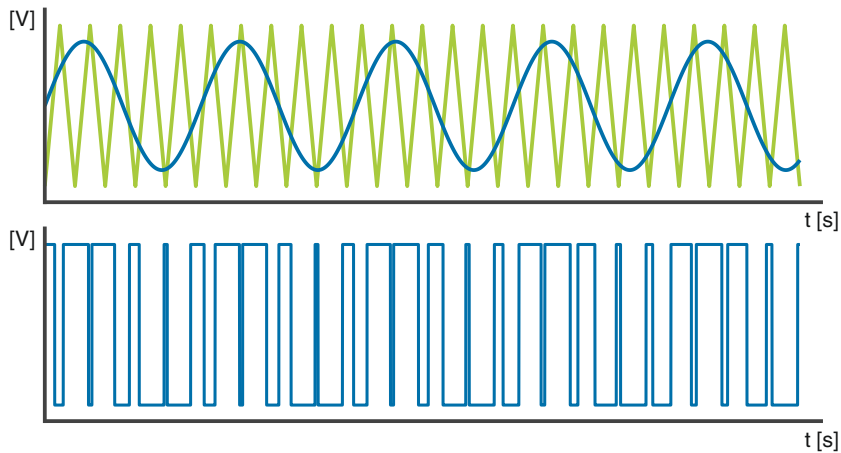


Figura 4.14.: Ejemplo de modulación PWM para una señal de 96.8kHz .

El objetivo de diseño corresponde a la modulación de señales de entrada con amplitud de $\pm 2V$ y frecuencia máxima del orden de 100kHz, mediante un PWM de 500kHz. Se tomó como referencia el diseño de una nota de aplicación de *Texas Instruments* [4] que se muestra a continuación.

Generación de onda triangular

La Figura 4.15 muestra la implementación del generador de onda triangular del modulador PWM. El comparador U2B establece las amplitudes máxima (V_H) y mínima (V_L) de la onda a través de las resistencias R5 y R6.

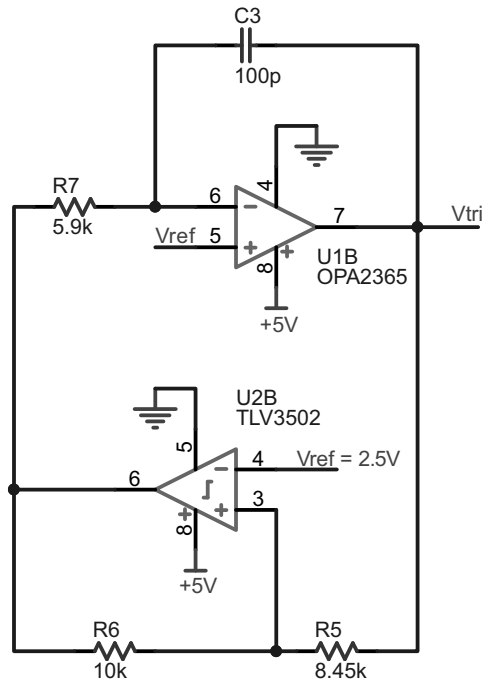


Figura 4.15.: Generación de onda triangular

$$V_H = V_{ref} \frac{R5 + R6}{R6} \quad V_L = V_{ref} + (V_{ref} - 5) \frac{R5}{R6}$$

La forma de onda triangular se obtiene a través del integrador U1B que toma la salida del comparador y genera las pendientes positivas ($V_{Comparador} = 0$) y negativas ($V_{Comparador} = 5$). La frecuencia de la onda triangular queda definida por:

$$f = \frac{R6}{4 \cdot R7 \cdot C3 \cdot R5}$$

Señal de error y comparador

Esta etapa (Figura 4.16) se encarga de acomodar la señal de entrada a través de un offset en U1A y además provee realimentación de la salida corrigiendo posibles errores dados por la salida del comparador.

Alternativa de modulación “Self Oscillating Modulator”

Algunas implementaciones de amplificadores de audio tipo Clase-D, están basadas en modulaciones que no requieren de una señal de frecuencia fija (onda triangular) para la generación de la señal PWM. Estos sistemas generan la frecuencia de oscilación en función del voltaje de la señal de entrada, gracias a la realimentación de la salida. Este esquema se denomina “Self Oscillating Modulator” y puede resultar en mejor relación señal-ruido en la banda de frecuencias de interés del amplificador

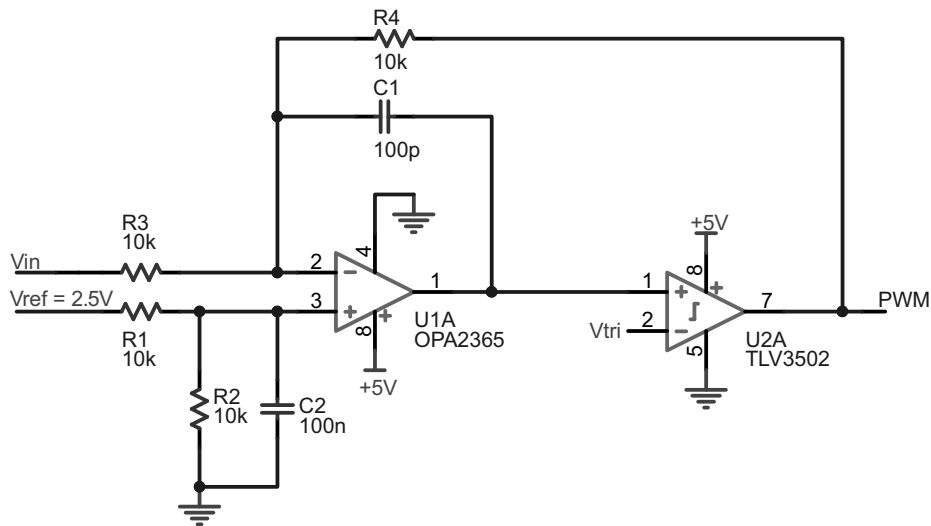


Figura 4.16.: Señal de error y comparador

[15],[2]. La siguiente figura muestra una implementación ejemplo propuesta en [15].

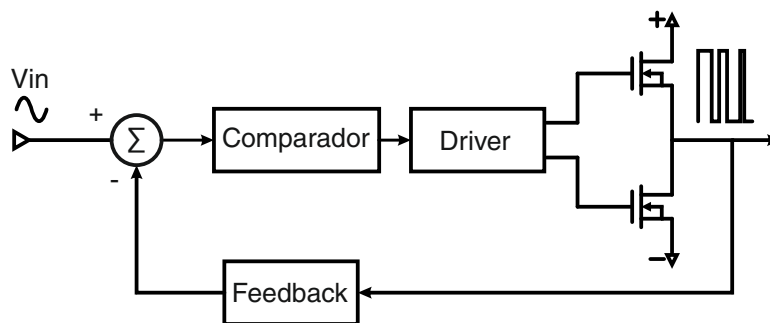


Figura 4.17.: Ejemplo de implementación de “Self Oscillating Modulator” [15]

Como el objetivo del sistema es transmitir pulsos de energía suficiente para luego determinar el tiempo de arribo de los ecos, no se necesitaba poner énfasis en la fidelidad del amplificador y, por ende, en alternativas de modulación más complejas. Se consideró que la implementación de un lazo cerrado comprendería mayores dificultades en el diseño, teniendo en cuenta que al estar evaluando el comportamiento del transductor se prefería obtener los primeros resultados, frente a proponer un diseño más elaborado.

Es debido a esto que se optó por la implementación basada en la portadora triangular (explicada anteriormente) y se dejó previsto en el circuito la posibilidad de inyectar una señal cuadrada directamente a los driver de los MOSFET. De esta manera se contaba tanto con la posibilidad de modular una señal de entrada analógica como de amplificar directamente una señal cuadrada.

4.3.3 Vinculación entre etapas

La alimentación de los driver de los MOSFET es de 12V referenciados al bus de tensión negativo (-B). Es necesario entonces, acomodar los niveles de salida del modulador PWM (o la entrada PWM externa) a esta referencia. Se decidió implementar la adaptación de niveles mediante optoacopladores que además, protegen las etapas de baja tensión y las placas generadora y adquisidora, de las zonas de alta tensión del circuito (Figura 4.18).

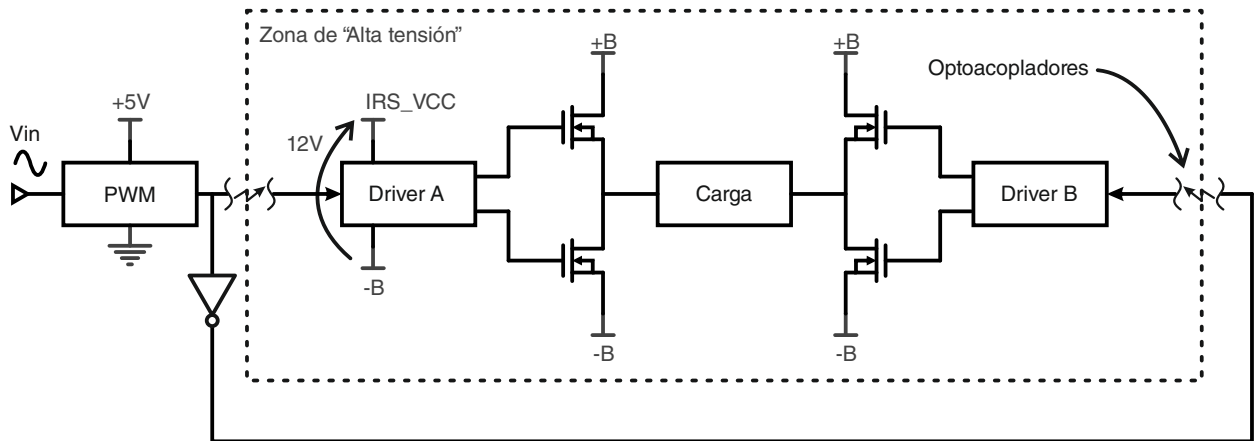


Figura 4.18.: Esquema de vinculación entre etapas

4.3.4 Filtro

El filtro de salida de un amplificador Clase-D elimina las componentes de alta frecuencia de la forma de onda cuadrada utilizada y la frecuencia de la modulación PWM. Para cargas resistivas, la implementación del filtro consiste generalmente en un filtro L-C de segundo orden. Luego de analizar algunas implementaciones del filtro usando el transductor como carga (tomando el modelo eléctrico Van-Dyke 2.6) se observó que algunas de las frecuencias de resonancia superiores podían llegar a generar inconvenientes en la función de transferencia del filtro.

Se propusieron entonces algunos puntos a implementar y estudiar:

- Evaluar la respuesta del transductor y el sistema completo **sin filtrar** la forma de onda cuadrada de salida, dejando la construcción del filtro (de ser necesaria) para etapas posteriores.
- En caso de necesitar reconstruir la señal en la recepción, filtrar en esa etapa y no en la transmisión.
- Analizar la posibilidad de operar en una frecuencia distinta a una de las resonancias del transductor.

De todas maneras, para analizar el desempeño del amplificador durante la puesta en marcha, se diseñó un filtro para una carga de 8Ω (Figura 4.19). Se eligió la

frecuencia de corte del filtro cercana a 41kHz y así probar el sistema operando como amplificador de audio.

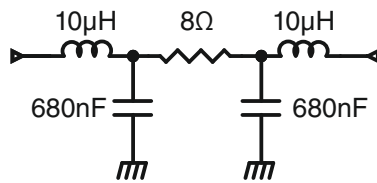


Figura 4.19.: Filtro para carga resistiva, en frecuencias de audio.

4.4 Acondicionamiento de señal

La etapa de recepción de los ecos debe acomodar las señales recibidas desde el transductor operando como hidrófono previas a ser adquiridas desde la PC. Se analizaron dos alternativas para el acondicionamiento de los ecos, en función de si la operación del amplificador Clase D era con medio puente o puente completo. La solución implementada finalmente se justifica en base a la decisión de implementar el puente completo y se basa en un amplificador diferencial de instrumentación que aprovecha que el transductor no queda referenciado a masa, al alimentarse de los puntos medios del puente de salida del amplificador.

Como restaba verificar el nivel de los ecos a recibir, contrastar con los valores estimados, y analizar el comportamiento del transductor frente a las señales transmitidas, se diseñó una etapa de recepción flexible (Figura 4.20) para poder modificarla, de ser necesario, en el transcurso de la puesta en marcha.

- Se toma la señal de forma diferencial del transductor y se amplifica con el amplificador de instrumentación INA111.
- Las resistencias R16, R17 junto con los diodos D8 y D9 protegen la entrada del amplificador de las señales aplicadas al transductor por el amplificador Clase-D en la etapa de transmisión.
- Se deja prevista la utilización de dos filtros. C19, C20 y C21 conforman con R16 y R17 un filtro pasabajos pasivo, mientras que se implementó un filtro pasabajos activo de segundo orden, para elegir esta salida en caso de ser necesario. Estas dos opciones no se colocan inicialmente en la placa, sino que se deja el espacio necesario en el PCB.

Alternativa de diseño - T/R Switch

Se consideró inicialmente un esquema distinto al finalmente implementado, respecto a la protección de la etapa de recepción de señales, de las tensiones elevadas en transmisión. La Figura 4.21 muestra la configuración planteada.

Durante la etapa de transmisión, tanto las tensiones positivas (+B) como negativas (-B) aplicadas al transductor polarizan el puente de diodos como se muestra en la Figura 4.22.

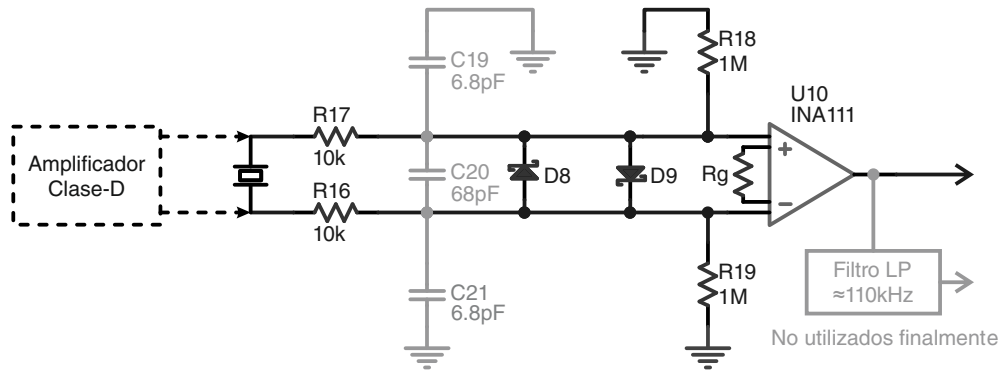


Figura 4.20.: Acondicionamiento de señales en recepción

En la etapa de recepción, los nodos A y B del puente de diodos (Figura 4.23) flotan a una tensión de 0V cuando no hay señal presente en el transductor. Ante la recepción de ecos desde el transductor, los nodos del puente estarán balanceados a la tensión de entrada, permitiendo así la recepción de la señal.

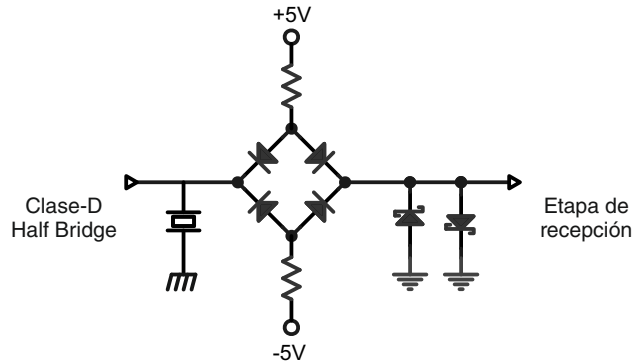


Figura 4.21.: Diseño inicial protección T/R Switch

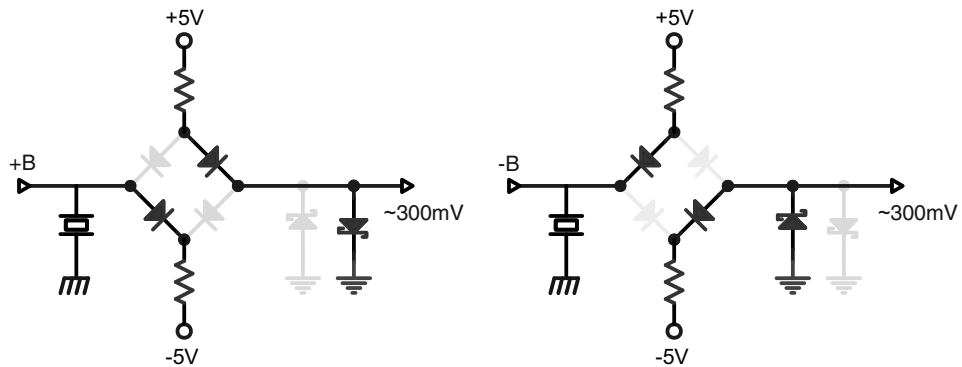


Figura 4.22.: Protección en la etapa de transmisión

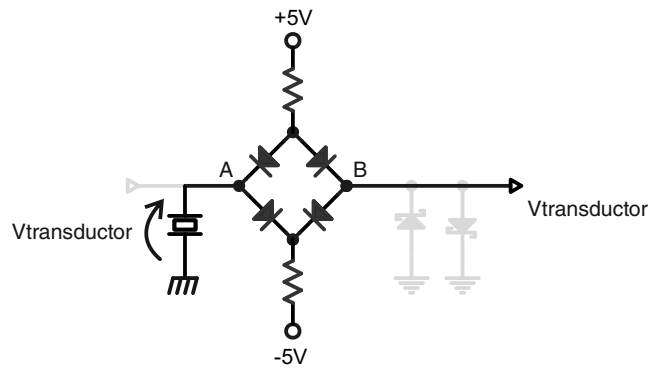


Figura 4.23.: Etapa de recepción de los ecos

El esquema mostrado, se planteó inicialmente cuando se consideró la implementación de amplificador Clase-D en la configuración de medio puente. Una de las desventajas del T/R Switch propuesto se presenta en las fuentes de $\pm 5V$ que alimentan el puente, las cuales pueden ser una fuente de ruido extra. Por lo tanto, teniendo en cuenta las consideraciones de la sección 4.3.1 y el uso de un amplificador de instrumentación para el acondicionamiento de la señales del transductor piezoeléctrico, se optó por la configuración de la Figura 4.20.

4.5 Líneas de alimentación

El sistema requiere de fuentes de alimentación externas para sus distintas etapas. Las líneas de alimentación se organizan según se muestra en la siguiente figura. Las alimentaciones de $\pm 12V$, $\pm B$, e IRS_VCC deben suministrarse y las tensiones de +5V y +5V_B son generadas internamente en la placa diseñada.

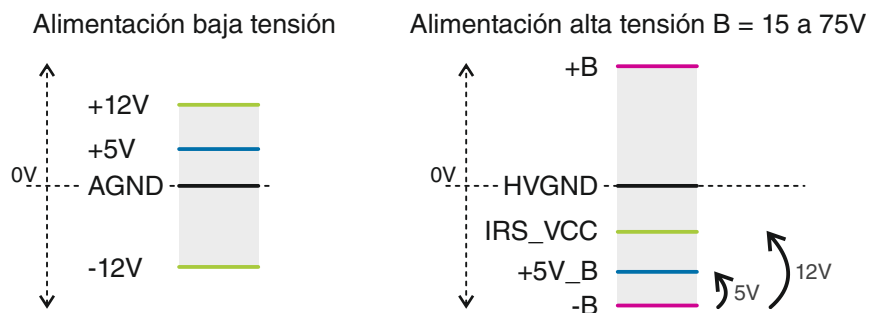


Figura 4.24.: Líneas de alimentación

4.6 Diseño de PCB

Se describe brevemente en esta sección, el diseño del PCB realizado, y algunos de los criterios tenidos en cuenta.

El diseño es un PCB de dos capas, con mayoría de componentes de montaje superficial. Se incluyeron conectores BNC para las conexiones a las placas generadora

y adquisidora y borneras para las entradas de alimentación.

Se dividieron las zonas del PCB según se muestra en la Figura 4.25 donde se optó por la separación eléctrica de las zonas de alta y baja tensión (Figura 4.24):

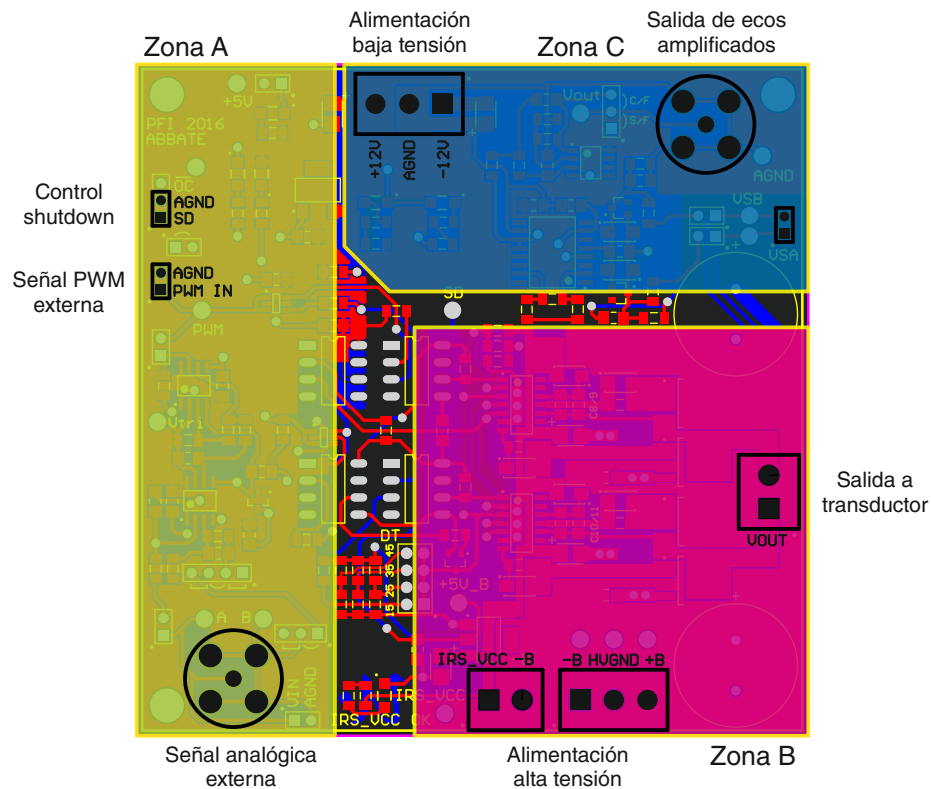


Figura 4.25.: División en zonas del PCB

- Zona A: Modulador PWM y entradas de control externas (Entrada Shutdown y señal PWM externa), con alimentaciones de baja tensión.
- Zona B: Etapa de potencia y alimentaciones de alta tensión.
- Zona C: Etapa de recepción y acondicionamiento de señales.

Se tomaron además, algunos criterios de diseño práctico para la diagramación de la placa:

- Indicación luminosa a través de LEDs del estado de las líneas de alimentación (+5V, $\pm 12V$, IRS_VCC), y la señal de apagado de los MOSFET drivers.
- En la zona de alta tensión se siguieron los lineamientos de diseño de International Rectifier para amplificadores Clase-D [13] para minimizar los lazos de corriente por la conmutación de los transistores de salida.
- Se incluyeron “Testpoints” para verificaciones de señales en el proceso de puesta en marcha del circuito.

- Inclusión de planos de referencia en cada una de las zonas, según la Figura 4.26.



Figura 4.26.: Planos de referencia en zonas del PCB

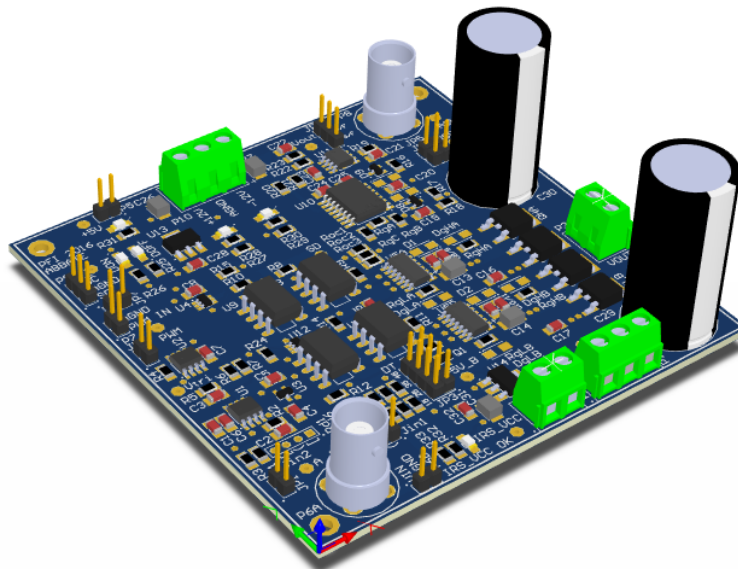


Figura 4.27.: Diseño final del PCB (render)

4.7 Selección de componentes

Para el criterio de selección de componentes se tuvo en cuenta la relación costo beneficio en casi todos los bloques diseñados, asegurando en cada caso la utilización de ciertos márgenes de seguridad. Respecto a la tolerancia de los componentes se eligió, para el caso del bloque modulador PWM por ejemplo, la utilización de tolerancias del 1 % para resistencias y capacitores y, para estos últimos, dieléctrico NPO, tratando de minimizar las variaciones respecto a los parámetros calculados para la modulación.

Para el resto de los componentes discretos, la compra realizada a través de los proveedores Mouser y Digikey permitió también, en la mayoría de los casos, la utilización de componentes de tolerancias del 1 % al no haber diferencia de costos con tolerancias mayores.

Visto que el presente proyecto no representa en desarrollo de un producto comercial sino que comprende la evaluación de la tecnología y, por ende, el desarrollo de un prototipo del sistema propuesto para realizar el estudio correspondiente, se entendió que un análisis extenso de los parámetros de todos los componentes, que

asegure la performance y estabilidad en el tiempo del circuito implementado, excede en primer instancia el espíritu del Proyecto Final Integrador. Durante el proceso de puesta en marcha y verificación del sistema, las condiciones de operabilidad (interacción con el usuario, condiciones ambientales, operación de las fuentes de alimentación) se mantuvieron controladas teniendo en cuenta que el diseño propuesto está considerado para su operación en laboratorio.

Trabajo a futuro puede involucrar la adaptación del sistema a una aplicación específica en la que se tenga en cuenta la operación a la intemperie, la disponibilidad de alimentaciones en alguna embarcación y el diseño de interfaces orientado al usuario. Dicha aplicación requeriría de un proceso de selección de componentes más extenso y detallado que considere todos los parámetros involucrados.

4.8 Desarrollo de software

El Software Development Kit (SDK) provisto por el fabricante de las placas ICS-1620 e ICS-1640, contiene los drivers necesarios para la operación en el sistema operativo correspondiente, junto con una Application Programming Interface (API) a través de la cual desarrollar la aplicación de usuario que controle el sistema con la funcionalidad deseada. El modelo de programación a través de este SDK se detalla en la Figura 4.28

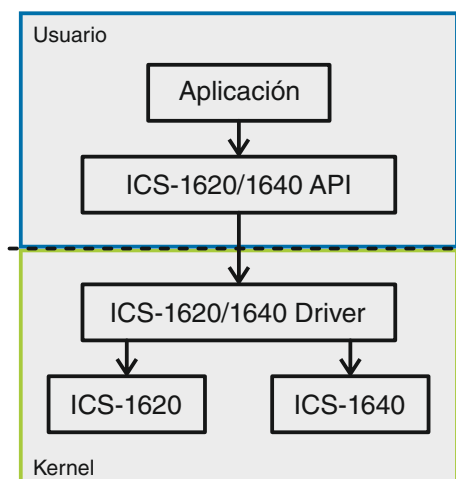


Figura 4.28.: Modelo de programación del SDK provisto para las placas ICS-1620 e ICS-1640

La API incluye una serie de funciones para utilizar en lenguaje C ó C++ y está dividida en tres categorías:

- Core API: Provee acceso directo a las funcionalidades de las placas a través de la interfaz a los registros de los cores de FPGA interna.
- Functional API: Para programación de las placas basado en funciones. Es una capa de abstracción hacia el programador, del acceso individual a registros de la Core API, y se recomienda que para la mayoría de las aplicaciones el uso de esta librería es suficiente.

- File I/O API: Provee la implementación de funciones relacionadas a accesos al dispositivo y a memoria.

Para facilitar la operación del sistema se desarrolló una interfaz gráfica simple que permite la configuración de algunos parámetros de funcionamiento a través de la cual se controla la generación y adquisición de señales de las placas. Se eligió el desarrollo de la aplicación en un sistema operativo Windows debido a que los drivers provistos para Linux requieren de una versión del kernel antigua y no resultaba conveniente.

El entorno gráfico está basado en el framework “Qt” [20] para diseño de aplicaciones gráficas. Qt hace uso de C++ (por lo que la utilización de las APIs de las placas resultó inmediata) con algunas extensiones para el manejo de GUIs (Graphical User Interfaces). Se utilizó en este caso Qt Quick, en el que se describe el comportamiento y visualización de la aplicación a través de un lenguaje descriptivo (QML) que actúa como “frontend” del programa, mientras que el comportamiento de la aplicación está implementado directamente en C++. La Figura 4.29 muestra la interfaz gráfica del programa y el diagrama de flujo correspondiente al “backend”. Se permite la configuración de parámetros de la señal a generar, tanto para transmitir una señal de frecuencia constante o un barrido lineal. El sistema está configurado para generar y adquirir 10 señales luego de la aplicación de un “Trigger” desde la interfaz.

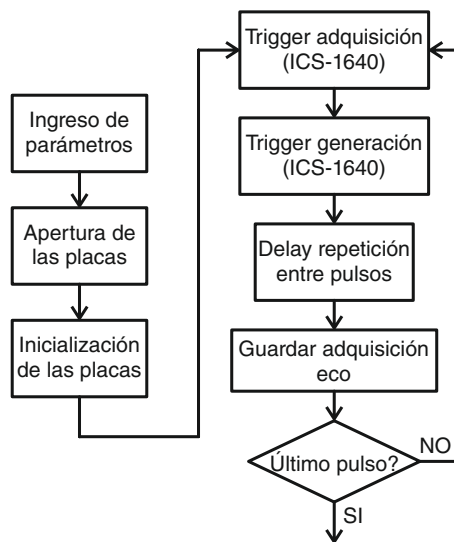
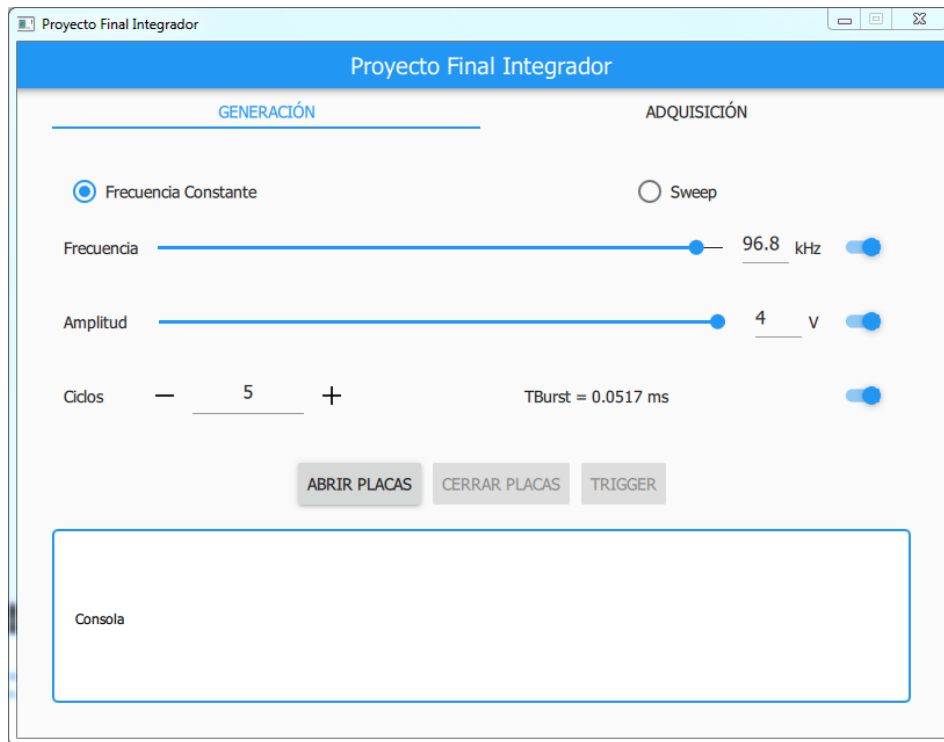


Figura 4.29.: Interfaz Gráfica y diagrama de flujo del programa

Una vez finalizado el diseño y con el PCB y componentes disponibles, se realizó la puesta en marcha del sistema y la verificación del mismo para realizar batimetrías. En las siguientes secciones se describe el procedimiento llevado a cabo, comentando brevemente el proceso de puesta en marcha de la placa, las pruebas iniciales “en agua” en recipientes aptos para la medición en laboratorio, la implementación de un hidrófono para complementar las mediciones y la validación final del sistema midiendo la profundidad de una cisterna de agua de aproximadamente 3 metros. Se desarrolla también en este capítulo el esquema de procesamiento de los ecos, el cual se fue adaptando a través de las distintas etapas de las mediciones, teniendo en cuenta los resultados parciales que se iban obteniendo.

5.1 Puesta en Marcha

La puesta en marcha refiere al armado y verificación de funcionamiento de la placa. Se soldaron los componentes en etapas verificando incrementalmente el desempeño a medida que se completaban las distintas zonas (Figura 4.25). A continuación se detalla el orden del armado y verificación:

1. Verificación eléctrica del PCB y medición de no continuidad entre alimentaciones.
2. Soldado de reguladores de tensión y verificación de funcionamiento.
3. Modulador PWM.
4. Componentes de manejo de señales de control a los drivers. (Retrabajo en la placa debido a un error de diseño)
5. Drivers y MOSFETs. Análisis con carga resistiva y transductor piezoeléctrico.
6. Etapa de recepción.

La puesta en marcha del sistema electrónico resultó satisfactoria a pesar de algunos detalles menores observados en la conmutación de los opto-acopladores que inyectan las señales PWM a los drivers de los transistores. Se muestran los resultados obtenidos de la puesta en marcha en el Anexo A.

Como era de esperarse debido a las frecuencias de resonancias encontradas en la caracterización del transductor, uno de los resultados observados respecto a la característica resonante del transductor, corresponde a la respuesta oscilatoria al ser excitado en la frecuencia de resonancia. Para verificar el funcionamiento de los drivers de la etapa de amplificación se utilizó como señal de entrada un tren de

pulsos cuadrados a la frecuencia de resonancia del transductor (sin la modulación PWM) y se observó la siguiente respuesta:

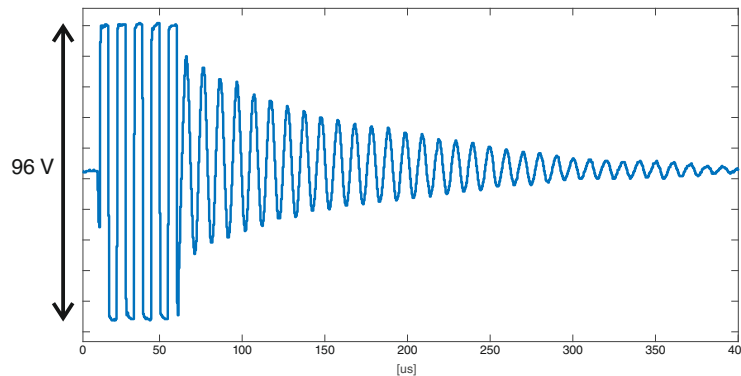


Figura 5.1.: Respuesta del transductor a 5 pulsos cuadrados de 96.8kHz

Luego de los 5 ciclos de la señal cuadrada aplicada al transductor, este presenta un comportamiento oscilatorio que, como se observa en la Figura 5.2, es cercano a la frecuencia de resonancia encontrada en la caracterización.

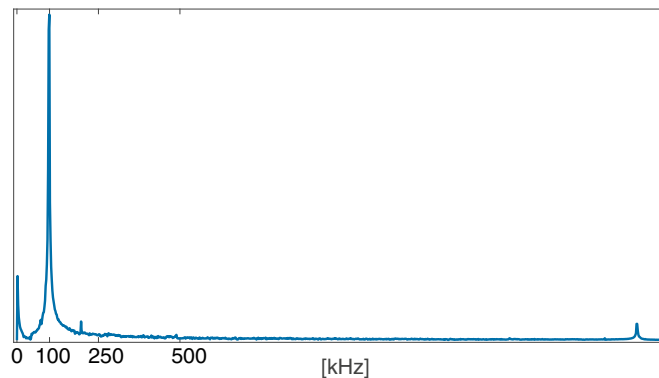


Figura 5.2.: Análisis de Fourier del comportamiento oscilatorio del transductor

En función de estos resultados, se optó por continuar las mediciones tomando como señal de entrada ondas cuadradas inyectadas directamente a los drivers de los transistores de salida, considerando que el comportamiento resonante del transductor filtraría las componentes de alta frecuencia de la señal cuadrada, y dejando de lado la modulación PWM.

5.2 Medición en laboratorio

Las mediciones detalladas en esta sección se realizaron en un recipiente plástico de 70 cm de alto y 50 cm de diámetro. Para separar las etapas de transmisión y recepción en las primeras mediciones de manera de verificar el funcionamiento del transductor, se necesitaba de un hidrófono con el cual “escuchar” las señales transmitidas por el transductor operando como proyector acústico.

5.2.1 Implementación de un hidrófono

Al no contar con un hidrófono comercial disponible, se diseñó entonces un hidrófono en base a un parlante de tipo piezoeléctrico. A pesar de ser un parlante de audio, con un rango de frecuencias de operación menor a la frecuencia de operación de 96.8kHz del transductor, se observaron buenos resultados en la captura de las señales acústicas. Se armó el hidrófono según el diagrama de la Figura 5.3, generando un recipiente estanco con dos piezas de acrílico y un O-ring, entre los que se colocó el piezoeléctrico.

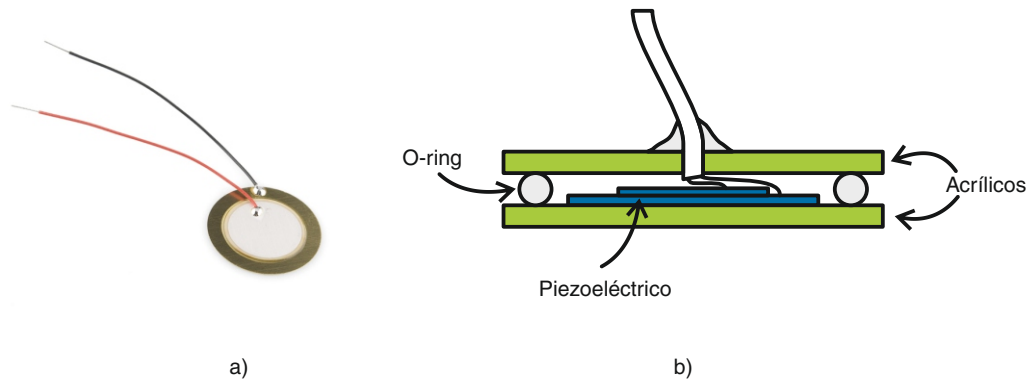


Figura 5.3.: a) Parlante de tipo piezoeléctrico y b) Diagrama de armado del hidrófono

5.2.2 “Escucha” de primeras señales

Para verificar la generación de ondas acústicas, se desconectó el transductor de la etapa de recepción de señales, mediante un jumper previsto para este motivo (JP4/JP5), y se utilizó el hidrófono implementado como dispositivo de “escucha” conectando sus terminales al amplificador de instrumentación. Se transmitió un tren de pulsos cuadrados al transductor y se tomó la respuesta del hidrófono con el mismo fuera y dentro del recipiente con agua.

En la siguiente figura se muestra el setup armado en el laboratorio, mientras que en la Figura 5.5 se pueden ver los resultados de la medición.

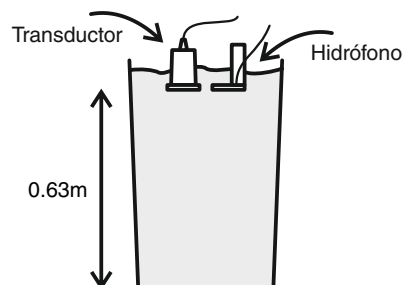


Figura 5.4.: Setup armado en laboratorio

Sin tener en cuenta las amplitudes de las señales adquiridas a través del hidrófono (al no tener caracterizada su respuesta en frecuencia), se observó de forma cualitativa

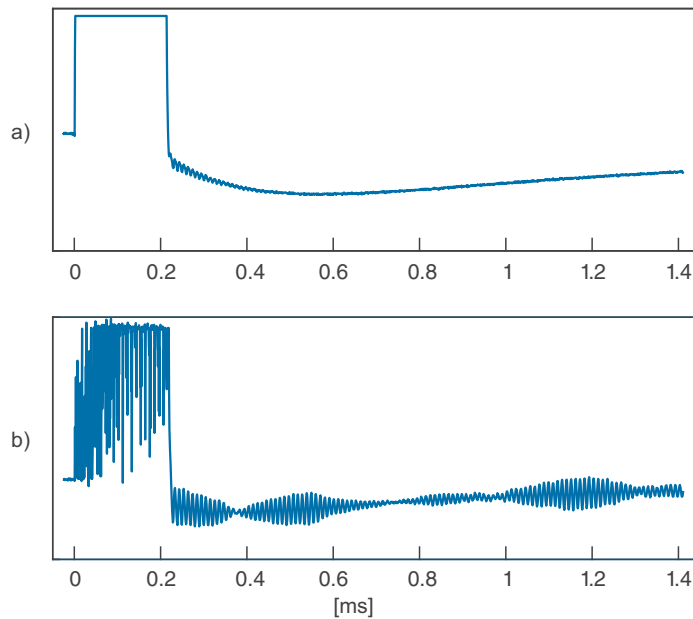


Figura 5.5.: Medición con el hidrófono a) fuera del agua y b) dentro del agua

a través de la forma de onda adquirida con el hidrófono en agua (Figura 5.5 b) que el transductor acústico operaba satisfactoriamente como proyector ya que se estaban adquiriendo ondas acústicas a través del hidrófono.

5.2.3 Ecos

Para una temperatura del agua de 15°, la velocidad del sonido es (en agua dulce) de aproximadamente 1465m/s. Según la configuración armada para las mediciones (Figura 5.4) el tiempo de llegada del primer eco a recibir, dado por el camino directo de ida y vuelta entre el transductor y el fondo del recipiente, es el siguiente:

$$t_{eco} = \frac{2z}{c} = \frac{2 \cdot 0,63m}{1465m/s} = 860\mu s$$

Por simple inspección de la Figura 5.5 b, no se observa la presencia de un eco representativo en el tiempo de llegada correspondiente al fondo del agua, así como tampoco se podía asegurar que las formas de onda vistas, correspondieran a otros ecos que estuvieran llegando desde caminos dados por rebotes en el recipiente. En la Figura 5.6 se muestra una captura realizada a través del transductor, esta vez sí operando como proyector acústico en transmisión y como hidrófono en recepción.

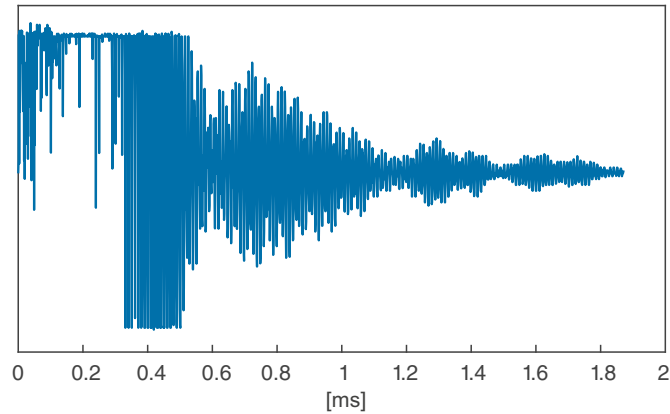


Figura 5.6.: Recepción de señal con el transductor

Al igual que el análisis por inspección visual a las señales adquiridas con el hidrófono, no se podían sacar conclusiones sobre tiempos de arribo de los ecos. De todas maneras se concluyó que el sistema estaba generando y recibiendo señales satisfactoriamente.

5.2.4 Procesamiento

Mediante la adquisición del pulso transmitido por el transductor, **el esquema inicial de procesamiento propuesto consiste en la correlación de este pulso enviado, con la señal recibida** (ya sea con el transductor o con el hidrófono implementado) de forma de localizar puntos máximos, o picos en la correlación, y así establecer el tiempo de arribo de los ecos.

Al trabajar con el transductor orientado de manera perpendicular al fondo, se esperaría que el primer máximo de la correlación correspondiera al camino de ida y vuelta directo (el de menor distancia y precisamente la profundidad que se desea detectar).

$$corr[n] = \sum_{m=-\infty}^{\infty} ecos[m] \cdot pulso[m + n]$$

La Figura 5.7 b) muestra el resultado de la correlación entre el eco recibido por el hidrófono y el pulso transmitido. Las unidades de tiempo se “convirtieron” a distancia teniendo en cuenta la velocidad del sonido y el camino de ida y vuelta de la señal, y se grafica la profundidad (0.63m) a la que se esperaba observar un máximo en la envolvente de la correlación debido al retorno del eco desde el fondo del agua.

Se realizaron varias mediciones modificando la configuración del pulso transmitido, modificando la longitud (mayor cantidad de ciclos) y la frecuencia, y en las que se aplicó el mismo procesamiento para identificar el tiempo de arribo (o profundidad del recipiente) de los ecos. Los resultados para las distintas configuraciones fueron similares a los mostrados en la Figura 5.7 en la que no se observa claramente un

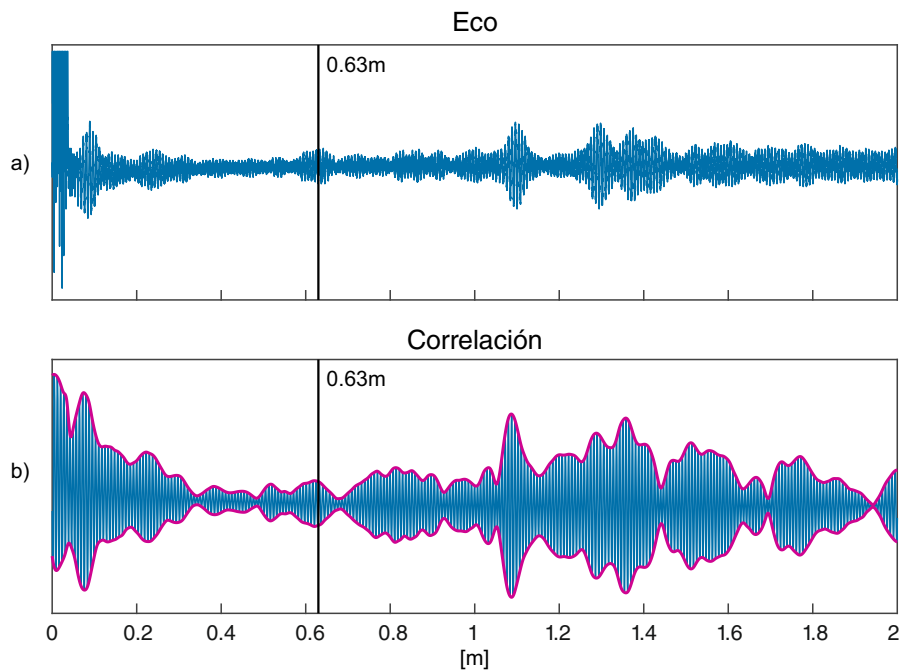


Figura 5.7.: a) Eco recibido con el hidrófono y b) correlación con el pulso transmitido

máximo de correlación en la profundidad buscada.

Se tomaron además algunas mediciones con el hidrófono sumergido a distintas profundidades, de forma de observar variaciones en la forma del eco recibido. A pesar de verificar que las formas de onda recibidas presentaban variaciones, no se pudo determinar claramente el tiempo de arribo del eco correspondiente a la profundidad a medir. El Anexo B resume los resultados de estas mediciones.

Por otro lado, al observar en el resultado de las correlaciones realizadas (Ej: Figura 5.7) máximos locales en distancias correspondientes a mayores tiempos de viaje, se planteó la hipótesis de que el recipiente que se estaba utilizando para tomar las mediciones era demasiado pequeño, lo que provocaba rebotes multicamino en los bordes que interferían de manera coherente resultando en ecos de mayor amplitud.

5.3 Medición en cisterna

Luego de las primeras mediciones en laboratorio, se continuó el trabajo de verificación del sistema en una cisterna de 3 metros de profundidad (Figura 5.8). Se esperaba en este caso, minimizar los posibles rebotes en las paredes del recipiente de las mediciones iniciales y, al medir profundidades mayores, evitar que el tiempo de arribo de los ecos se superponga con la oscilación remanente del transductor luego de aplicar la señal desde el amplificador (Figura 5.1).

Se verificó nuevamente la presencia de ecos por inspección de las señales adquiridas, sin embargo no se logró confirmar, en un principio, el tiempo exacto de



Figura 5.8.: Cisterna

arriba del eco. Las Figuras 5.9 a y b muestran una de las capturas realizadas y la correlación con el pulso transmitido, en un esquema de procesamiento igual al de las mediciones en el laboratorio.

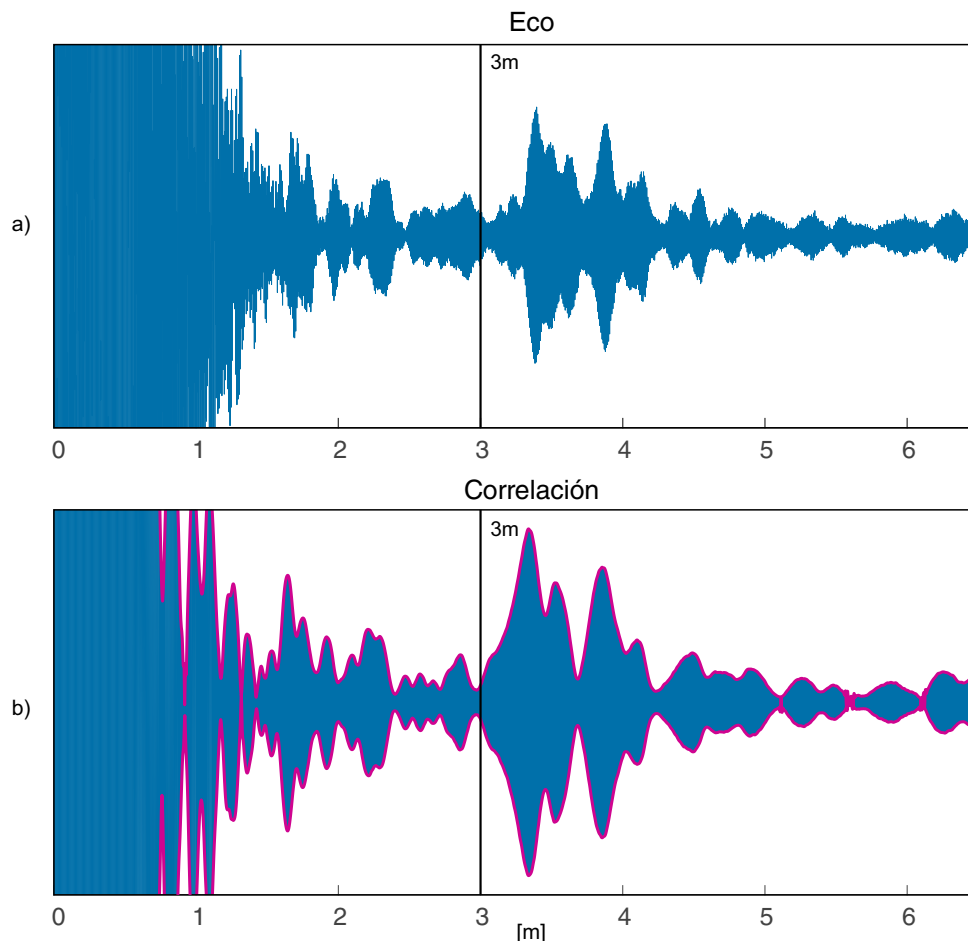


Figura 5.9.: a) Eco recibido en la cisterna y b) correlación con el pulso transmitido

Luego de estas primeras mediciones en la cisterna, se propusieron dos alternativas para tratar de mejorar los resultados obtenidos hasta el momento:

- Uso de una fuente de más voltaje.
- Modificación del esquema de procesamiento de los ecos.

5.3.1 Procesamiento con transferencia del transductor

En el esquema de procesamiento inicial se realizaba la correlación de la señal eléctrica recibida (Figura 5.10 a) con la señal que comanda al transductor (salida del amplificador Clase-D). Inicialmente se consideró suficiente para detectar la presencia de los ecos provenientes del fondo, sin embargo, no se estaba teniendo en cuenta la función de transferencia del transductor tanto en transmisión (señal eléctrica a señal acústica) como en recepción (señal acústica a señal eléctrica).

Tomando los conceptos obtenidos del estudio del transductor (Capítulo 2), se construyeron las funciones de transferencia de transmisión (H_T) y recepción (H_R)

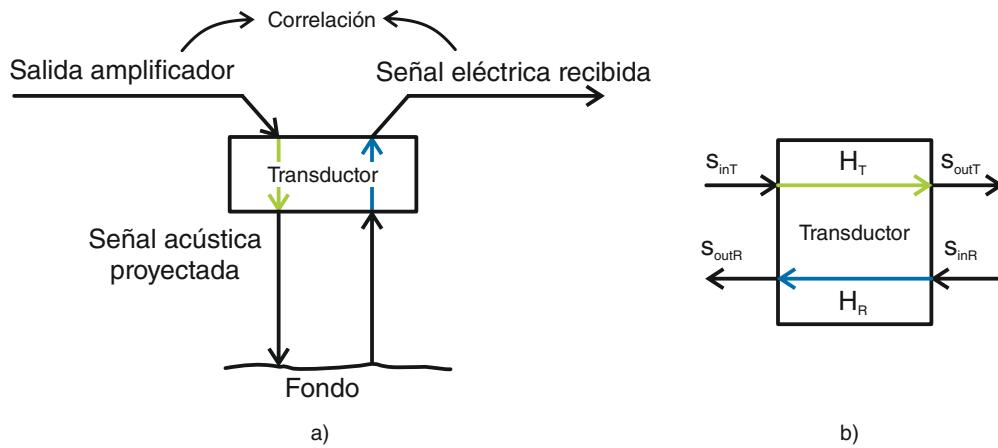


Figura 5.10.: a) Diagrama de señales a través del transductor y b) Esquema de funciones de transferencia

del transductor.

La Figura 5.11 a) muestra el modelo del transductor piezoeléctrico válido para frecuencias de operación cercanas a la resonancia elegida (96.8kHz). En proyección de señales acústicas (Figura 5.11 a), la salida del transductor (S_{outT}) se toma de la resistencia R_e , la cual modela el comportamiento mecánico y acústico del elemento. Para la recepción de señales (Figura 5.11 b), la señal de salida (S_{outR}) se toma en los terminales del transductor, incluyendo la entrada de señal mediante una fuente (S_{inT}) que modela la fuerza de las ondas acústicas sobre el transductor [18].

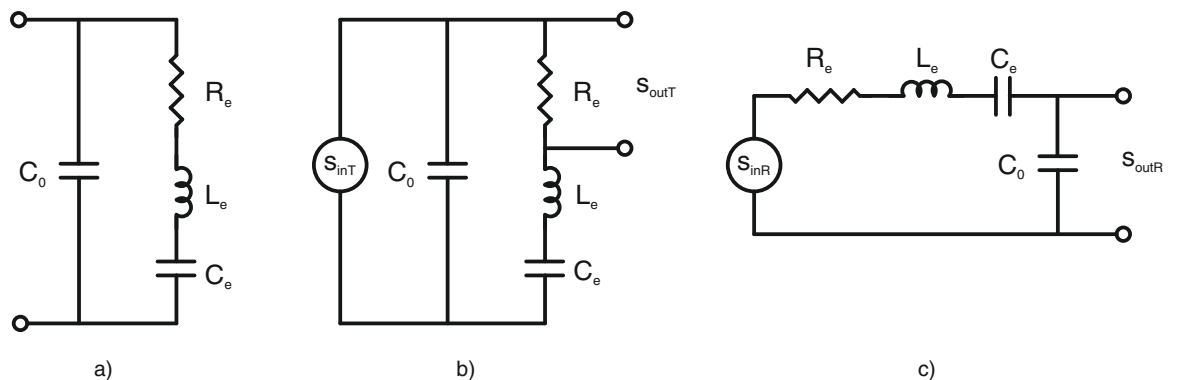


Figura 5.11.: a) Modelo eléctrico cercano a la primer resonancia y representación de señales de entrada y salida en b) transmisión y c) recepción.

De esta manera, las funciones de transferencia quedan planteadas según:

$$H_T(s) = \frac{R_e}{R_e + \frac{1}{sC_e} + sL_e}$$

$$H_R(s) = \frac{\frac{1}{sC_0}}{R_e + \frac{1}{sC_e} + sL_e + \frac{1}{sC_0}}$$

Una vez incluido este modelo, la correlación para detección de los ecos se realiza en base al pulso convolucionado con las respuestas del transductor en transmisión y recepción:

$$pulso[n] = salida_amplificador[n] * h_T[n] * h_R[n]$$

$$corr[n] = \sum_{m=-\infty}^{\infty} ecos[m] \cdot pulso[m + n]$$

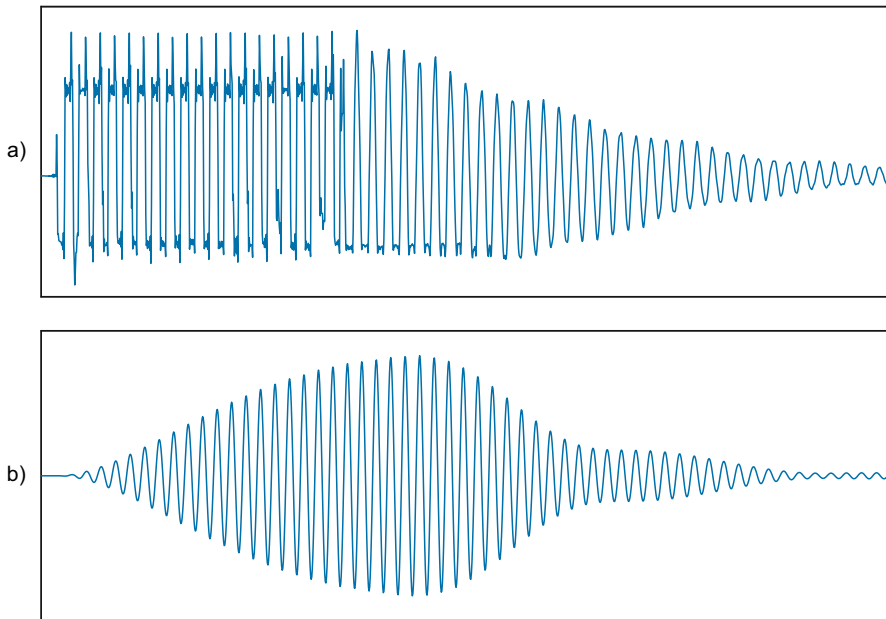


Figura 5.12.: a) Adquisición de salida del transductor y b) misma señal convolucionada con la transferencia del transductor.

La sección siguiente y el Anexo B incluyen los resultados del procesamiento aplicado.

5.3.2 Resultados finales

Medición a distintas profundidades

Se armó una configuración en la que se varió la posición del transductor en una distancia de 10cm entre mediciones. Para cada posición se tomaron 10 mediciones y se aplicó el procesamiento descrito en la Sección 5.3.1. La Figura 5.13 muestra el eco adquirido y el resultado de la correlación, para una profundidad de 2.46m. Se observa un pico de correlación marcado, sin embargo no se corresponde exactamente con la distancia que se pretendía medir. Este resultado se observa en el resto de las mediciones realizadas, notando de todas maneras, que a medida que se incrementa la profundidad a caracterizar, el pico de correlación se encuentra a mayores distancias.

Un resultado interesante, que se detalla también en la Figura 5.13, es la detección del eco que recorre el doble camino de ida y vuelta entre el transductor y el fondo de la cisterna. En la interfaz entre la superficie del agua y el aire se genera un rebote que proyecta las ondas acústicas nuevamente hacia el fondo de la cisterna, que se adquieren luego con el transductor como un eco que ha recorrido el doble de camino que el primer eco detectado.

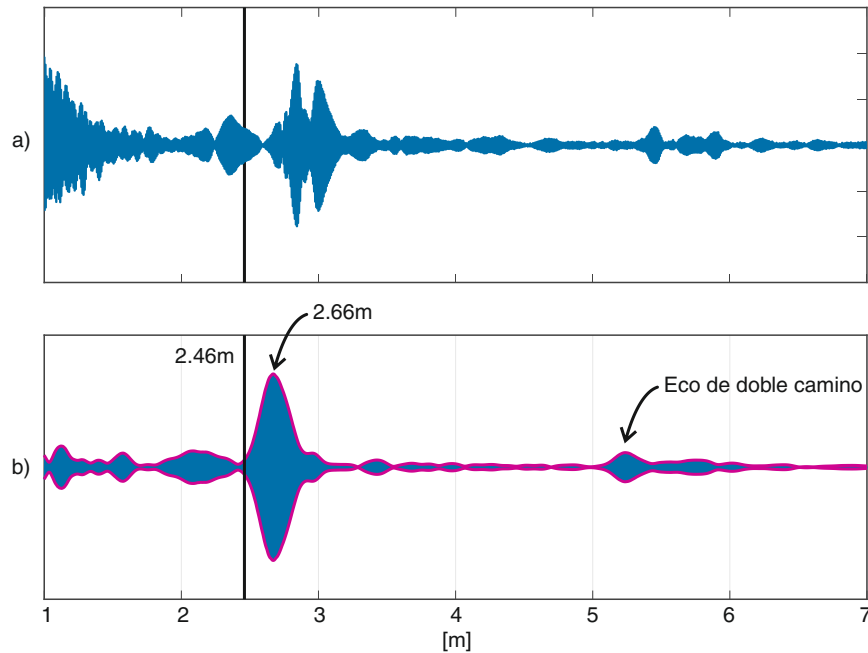


Figura 5.13.: Captura para profundidad de 2.46m

A continuación se grafica el resultado de las mediciones desde una profundidad de 2.46m a 2.96m. Se tomó el valor medio de las 10 mediciones, y se indica la profundidad real para cada punto. En el Anexo B se incluyen los resultados como el de la Figura 5.13 de las correlaciones para cada profundidad.

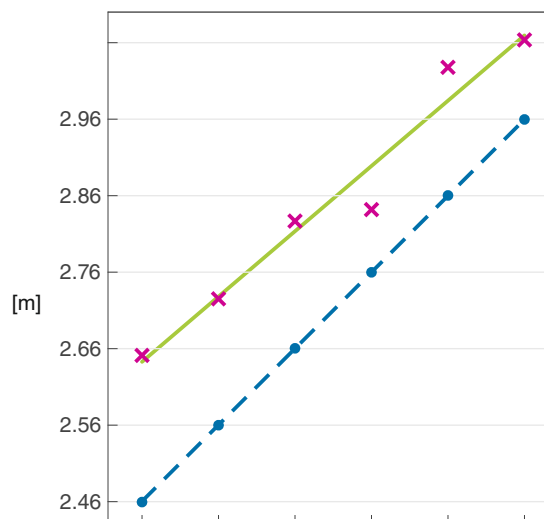


Figura 5.14.: Mediciones realizadas (×) y profundidad real (●).

z [m]	2.46	2.56	2.66	2.76	2.86	2.96
μ	2.646	2.723	2.827	2.836	3.024	3.058
σ	0.008	0.016	0.014	0.006	0.004	0.008
$\Delta = z - \mu $	0.186	0.163	0.167	0.076	0.164	0.098

Tabla 5.1.: Promedio (μ) de las 10 mediciones para cada profundidad, desviación media (σ) y desviación (Δ) respecto a la profundidad real

Observaciones

Se observa la tendencia creciente en los resultados de las mediciones, frente al incremento en la profundidad de 2.46m a 2.96m. A pesar de un error sistemático, del orden de 10 a 20cm, el sistema es capaz de medir la profundidad de la columna de agua y se evidencia claramente la detección de las distintas profundidades a medida que se cambia la posición del transductor. Asimismo, la variabilidad de cada medición (σ) resultó menor a los 2cm indicando la capacidad de realizar mediciones con buena repetitividad.

Teniendo en cuenta que la medición de profundidad depende de la velocidad del sonido en el medio, una mala estimación de la misma (debida, por ejemplo, a una variación de la temperatura que se registró del agua) produce un error en la profundidad medida. La propagación del error en la velocidad del sonido utilizada para la medición puede expresarse de la siguiente manera:

$$\Delta z = \frac{\Delta c}{c} \cdot z$$

siendo Δc la diferencia entre la velocidad del sonido real y la utilizada para calcular la profundidad z .

Por otro lado, repasando la señal utilizada, se transmitió un tren de 20 pulsos cuadrados a frecuencia de 96.8kHz. La duración del “ping” transmitido es de $T = 206,6\mu s$, correspondiendo esto a una resolución del sistema dada por [17]:

$$\delta z = \frac{c \cdot T}{2} = \frac{1430m/s \cdot 206,6\mu s}{2} = 0,147m$$

Esta resolución representa la capacidad del sistema de distinguir entre dos “objetivos” cercanos, visto que no se podría discriminar el eco de cada uno de ellos si se encontraran a menos de 14.7cm.

La experiencia de medición no involucró específicamente la detección de más de un objetivo, visto que se pretendía detectar el fondo de la columna de agua, por lo que la resolución del sistema no es el mejor parámetro de comparación de los resultados. Sin embargo, la evaluación del sistema resulta favorable respecto a la medición de profundidad observando que la desviación de las mediciones (Δ) es del orden de la resolución teórica. Trabajo a futuro podría requerir la evaluación en detalle de la precisión esperada del sistema y su contrastación con los resultados.

Se consideran satisfactorios, también, los resultados en la detección de los picos de correlación correspondientes al tiempo de arribo de los ecos (Figura 5.13).

Una de las mejoras de la cisterna respecto a la medición en laboratorio, consiste en que se intentó minimizar el efecto del rebote de las ondas acústicas en las paredes del recipiente. La figura 5.15 muestra la configuración armada en la cisterna. En base a la apertura estimada del lóbulo principal del transductor, la superficie insonificada del fondo resulta menor a la superficie del fondo. Sin embargo esta configuración todavía es susceptible a rebotes no deseados que resultan en una de las posibles fuentes de error en las mediciones.

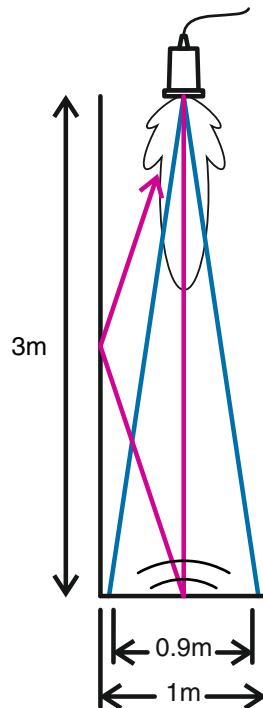


Figura 5.15.: Medición en la cisterna y detalle del lóbulo principal y posibles rebotes en los laterales.

Se considera también bastante probable, que parte del frente de onda acústico intercepte las paredes de la cisterna antes que el fondo por lo que no se cumplirían las estimaciones realizadas en base a que la superficie insonificada corresponde únicamente a la intersección del fondo con la proyección del lóbulo principal del transductor.

Niveles de eco recibido

La siguiente figura muestra una de las capturas de eco realizadas en la cisterna. El transductor se colocó a 2.46m y se transmitió un tren de 20 pulsos de frecuencia 96,8kHz con una amplitud de 86V. Considerando la eficiencia del 50% en la transducción de potencia eléctrica a potencia acústica, la amplitud simulada de los ecos según el modelo de ecuación SONAR (Capítulo 3) resulta de alrededor de 8mV para una superficie como arena. La cisterna es de hormigón por lo que se hubieran esperado mayores amplitudes.

De todas maneras, sabiendo que la estimación de nivel de eco se realizó en base a los parámetros de un transductor distinto al utilizado, y en función de que los resultados obtenidos (Figura 5.16) no estaban tan alejados, se consideró que las amplitudes de los ecos se encontraban dentro del orden de lo esperado.

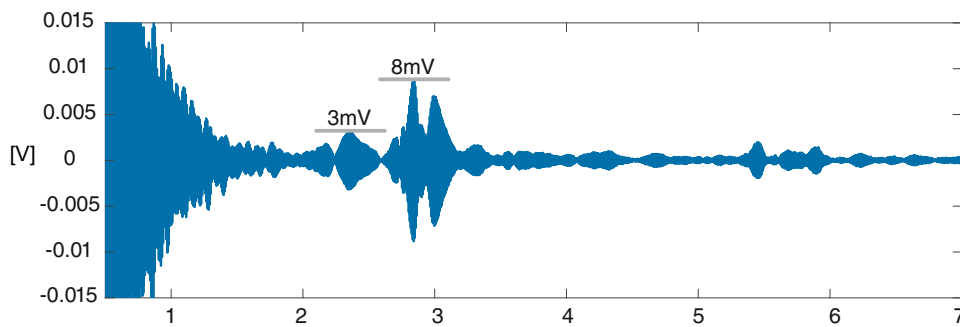


Figura 5.16.: Captura para profundidad de 2.46m

Análisis del error sistemático

El estudio posterior de la respuesta en frecuencia del transductor (Anexo G) arrojó resultados que mejoran lo expresado anteriormente respecto al error sistemático en las mediciones. Se analizó el efecto producido por el retardo de tiempo que introduce el transductor a las señales transmitidas y recibidas, e introduciendo estos resultados en el procesamiento de los ecos recibidos se obtienen errores absolutos en las mediciones de profundidad de menos de 10cm.

Desarrollo alcanzado

Se presentan a continuación las conclusiones de este Proyecto Final Integrador, con interés en destacar algunos aspectos de lo trabajado.

Respecto al volumen de trabajo se destaca, como se muestra en la Figura 6.1, haber seguido una línea de trabajo incremental, en la que el estudio del problema sirvió para la definición de requerimientos primarios de diseño. Se alcanzó el diseño y fabricación del hardware y software necesario que, luego de las primeras mediciones, cumplió en su mayor parte con el objetivo de diseño inicial. Se completó el desarrollo completo de un PCB, desde el diseño esquemático, elección de componentes, diseño de “layout”, generación de gerbers y envío para su fabricación. Se llevó a cabo la puesta en marcha del sistema, haciendo uso del material y equipamiento de laboratorio disponible y, por último, la medición “en campo” en la cisterna.

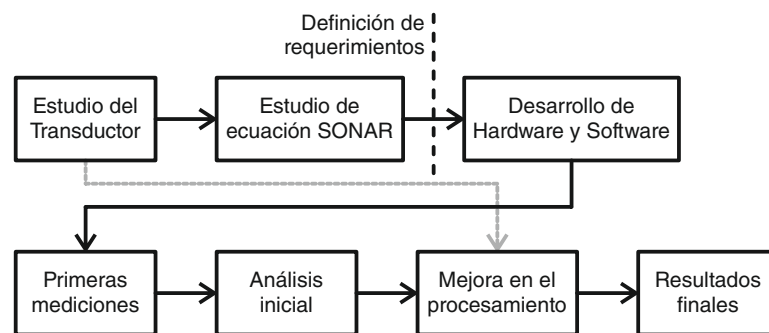


Figura 6.1.: Etapas y volumen de trabajo alcanzado.

Por el lado de los resultados concretos obtenidos, se destacan los siguientes puntos:

- Caracterización del elemento transductor, construcción de su modelo equivalente y verificación de su mediante el sistema implementado.
- Operación satisfactoria de la topología de amplificador Clase-D implementada, verificando que la salida pulsada directamente al transductor, aprovechando su naturaleza resonante, filtró correctamente las componentes de alta frecuencia.
- Haber podido transmitir pulsos acústicos y recibir los ecos de la interacción con el fondo de la columna de agua.
- La identificación en base al esquema de procesamiento propuesto, del tiempo de arribo de los ecos, y la detección de las distintas profundidades.

Prestaciones de Alto Nivel

En función del trabajo realizado y los resultados obtenidos se presentan en el Anexo F las consideraciones tenidas en cuenta para obtener las prestaciones de alto nivel, en relación a las profundidades mínimas y máximas a medir.

Objetivos a Futuro

- Caracterización en detalle del amplificador Clase-D y la etapa de adquisición de señales. Medición de relación señal a ruido, distorsión, etc.
- Estudio y caracterización del error en la medición de profundidad y búsqueda de posibles mejoras en la precisión del sistema completo. Por ejemplo, queda pendiente el análisis del efecto de la línea utilizada para conectar el transductor al amplificador, en relación a la forma de onda cuadrada con que se alimenta al transductor.
- Medición de profundidad en entornos donde pueda descartarse la influencia del rebote de los ecos en las paredes de la cisterna o recipiente utilizado. Sería de interés poder realizar la validación del sistema en algún lago de la zona.
- Análisis en detalle de las formas de onda de los ecos recibidos, de forma de estimar características del medio y sus interfaces, como por ejemplo la reflectividad o “Target Strength” del suelo. Asimismo, puede aprovecharse el efecto de la adquisición de los ecos que recorren el doble camino, tras el rebote en la superficie del agua, para extraer información de la propagación acústica.

Simposio de Ingeniería Oceánica

Otro de los resultados valiosos obtenidos en el transcurso del Proyecto Final Integrador fué la participación en el 3^{er} Simposio Internacional de la Sociedad de Ingeniería Oceánica en América del Sur, desarrollado en el marco de IEEE Argencon 2016. Se presentó en el simposio el avance del proyecto de evaluación tecnológica (Anexo C), obteniendo buena aceptación y especial interés en el desarrollo local de estas tecnologías. Se estableció el contacto con investigadores de distintas instituciones, como el Instituto Nacional de Investigación y Desarrollo Pesquero (INIDEP) y el Centro de Investigaciones en Física e Ingeniería del Centro de la Provincia de Buenos Aires (CIFICEN) que trabajan en el ámbito de la Ingeniería Oceánica. Se destaca, ya a título personal, haber podido participar de esta actividad, presentando el trabajo realizado y pudiendo compartir experiencias con los participantes del simposio.

Este capítulo describe el proceso de puesta en marcha de la placa. El mismo se dividió en etapas, según las distintas partes que componen al circuito. Los componentes de cada subcircuito se fueron soldando en el PCB de forma incremental y luego de verificada su operación se continuó con las etapas siguientes. A continuación se deja registro de lo realizado.

Verificaciones iniciales

Se inspeccionó visualmente el PCB (Figura A.1) y se realizó una verificación eléctrica para evitar cortocircuitos en las alimentaciones.

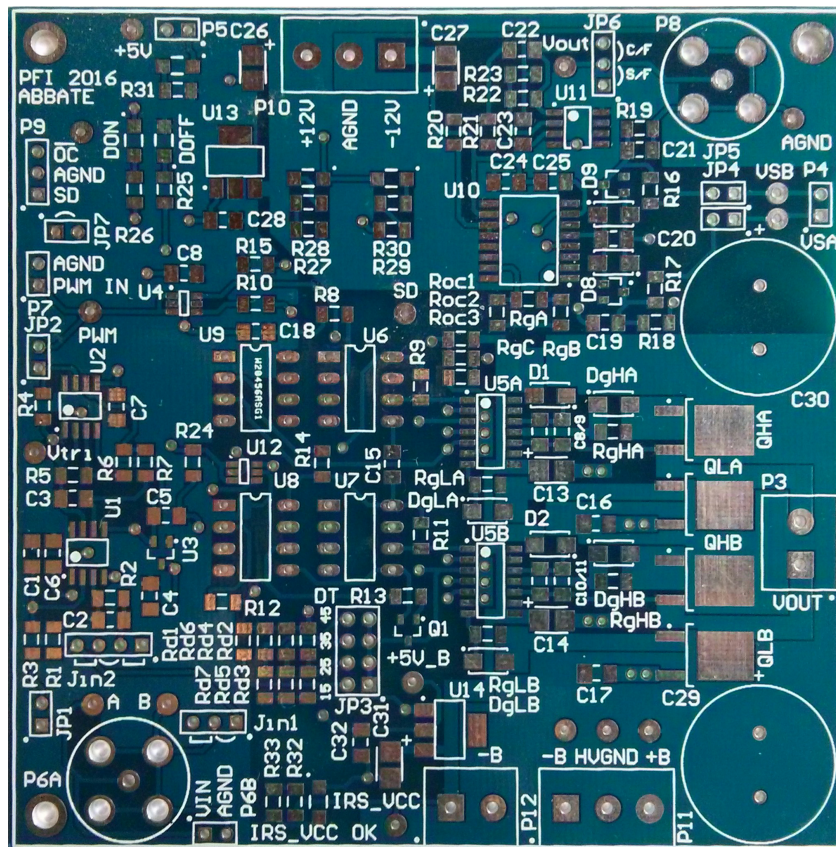


Figura A.1.: PCB sin componentes.

A.1 PWM

Verificación de la forma de onda triangular y salida PWM para señales de entrada continua y sinusoidal.

A.1.1 Generación de onda triangular

Parámetro	Medición	Valor calculado
Vpp	4.7V	4.225V
Período T	2.08 μ s	1.99 μ s
Frecuencia f	480.7kHz	501.4kHz

Tabla A.1.: Parámetros medidos onda triangular (Vtri)

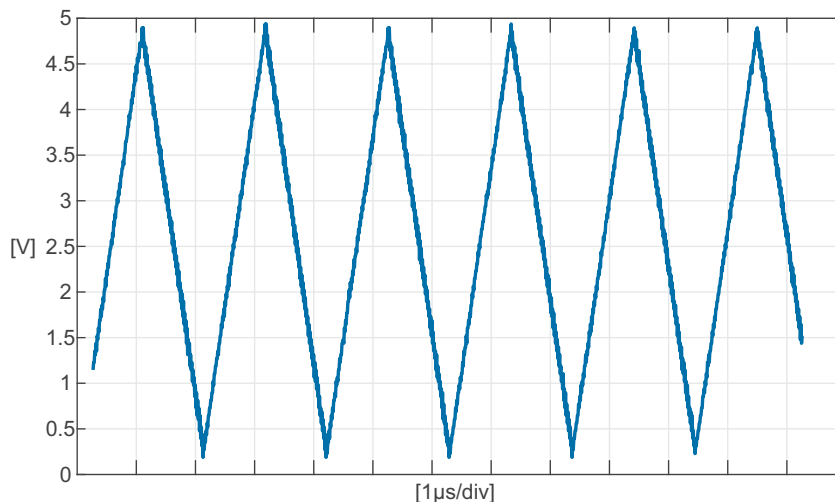


Figura A.2.: Medición señal Vtri.

Observaciones

- **Amplitud:** El objetivo de diseño establecía la comparación de señales de entrada de $\pm 2V$ frente a la onda triangular, cuya amplitud se calculó para tener un margen de seguridad que evite la modulación en ciclos de trabajo cercanos a los extremos de 0 % y 100 %. El error observado en la amplitud medida de la señal, no comprende un inconveniente visto que se desvía hacia un valor superior al calculado, permitiendo así la comparación versus señales de entrada de mayor amplitud pico a pico.
- **Período/Frecuencia:** La frecuencia de la onda triangular generada es 20kHz menor al objetivo de diseño. El filtrado pasabajos de una señal PWM permite la reconstrucción de la señal modulada removiendo las componentes de alta frecuencia. Como las señales de interés para el sistema son de alrededor de 100kHz se consideró entonces que, frente a la característica resonante del transductor o a la utilización de ser necesaria, de un filtro pasabajos de al menos segundo orden, la frecuencia de modulación se atenuaría lo suficiente a pesar de la desviación registrada.

A.1.2 Salida PWM para señal de entrada continua

Verificación de la señal PWM ante una señal de entrada de valor continuo ($V_{in} = Constante$). Registro del cambio en el ciclo de trabajo para distintos valores de entrada.

La función de transferencia ideal es la siguiente, teniendo en cuenta la configuración inversora del modulador y el desfase agregado a la señal de entrada para aceptar tensiones positivas y negativas:

$$V_o Teórico = (-V_{in}) + V_{ref}$$

con $V_{ref} = 2,48V$ (Medición del acoplamiento dc para la señal de entrada).

De la misma manera, el filtrado pasabajos de una señal PWM produce una salida

$$V_o Medido = DutyCycle \cdot V_{PWM},$$

con $V_{PWM} = 4,92$ (Amplitud medida de la señal PWM de salida.) Se detalla en las siguientes tablas, el ciclo de trabajo medido, su equivalente valor de tensión luego del filtrado pasabajos (valores calculados) y la comparación con la función de transferencia ideal del modulador.

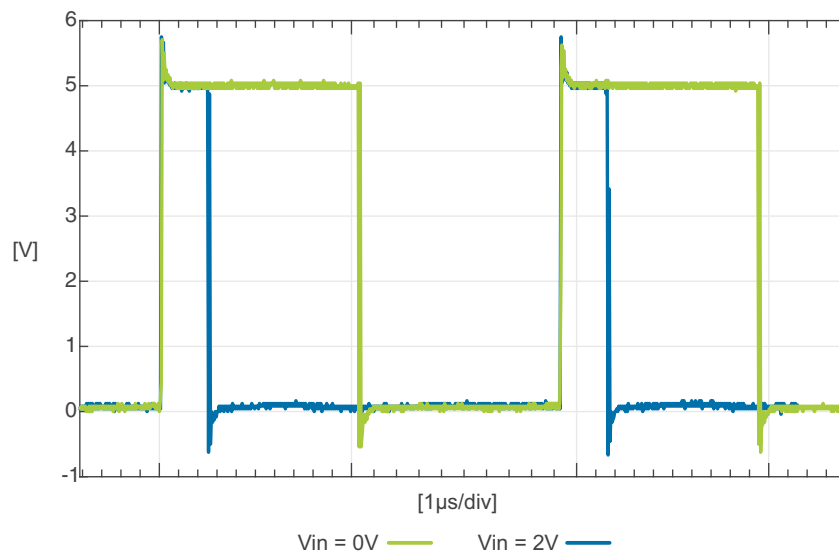


Figura A.3.: Señal PWM de salida para entradas de 0V y 5V.

Período PWM [μs]			2.08	
VPWM [V]			4.92	
Vin [V]	Parámetro	Medición	V_o Medido [V]	V_o Teórico [V]
0	T Ciclo [μs]	1.04	2.46	2.48
	Duty Cycle	50 %		
0.53	T Ciclo [μs]	0.82	1.94	1.95
	Duty Cycle	39.42 %		
1	T Ciclo [μs]	0.624	1.47	1.48
	Duty Cycle	30 %		
1.5	T Ciclo [μs]	0.416	0.98	0.98
	Duty Cycle	20 %		
2.01	T Ciclo [μs]	0.204	0.48	0.47
	Duty Cycle	9.8 %		
2.3	T Ciclo [μs]	0.084	0.18	0.18
	Duty Cycle	4.03 %		

Tabla A.2.: Parámetros medidos a la señal de salida para una entrada continua

Período PWM [μs]			2.08	
VPWM [V]			4.92	
Vin [V]	Parámetro	Medición	V_o Medido [V]	V_o Teórico [V]
-0.5	T Ciclo [μs]	1.26	2.98	2.98
	Duty Cycle	60.57 %		
-1	T Ciclo [μs]	1.46	3.45	3.48
	Duty Cycle	70.19 %		
-1.5	T Ciclo [μs]	1.67	3.95	3.98
	Duty Cycle	80.28 %		
-2	T Ciclo [μs]	1.89	4.47	4.48
	Duty Cycle	90.86 %		
-2.3	T Ciclo [μs]	2	4.73	4.78
	Duty Cycle	96.15 %		

Tabla A.3.: Parámetros medidos a la señal de salida para una entrada continua

Observaciones

Se registró el comportamiento esperado en cuanto a la variación del ciclo de trabajo de la señal de salida, en función de la tensión de la señal de entrada. Al estar en una configuración inversora, mayores tensiones generan una disminución del ciclo de trabajo. La siguiente Figura representa la función de transferencia tomada según los resultados medidos (Tablas A.2 y A.3). De la comparación de las columnas

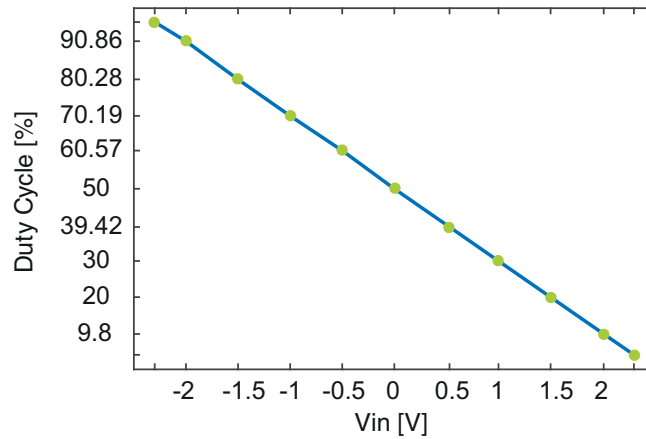


Figura A.4.: Transferencia V_{in} a Ciclo de trabajo de modulación PWM.

V_o Medido y V_o Teórico de las tablas de resultados surge que no hay prácticamente desviación en las mediciones realizadas.

A.1.3 Salida PWM para señal de entrada senoidal

Registro de algunas de las mediciones realizadas con una señal de entrada senoidal. Se pretendía verificar la variación del ciclo de trabajo de la modulación PWM, y analizar las componentes de frecuencia del resultado de la modulación.

Variación del ciclo de trabajo

Se verificó cualitativamente a través de una medición con persistencia en el osciloscopio, la variación con el tiempo del ciclo de trabajo cubriendo ciclos de trabajo máximos y mínimos que verificaban la medición realizada con las tensiones de entrada constantes.

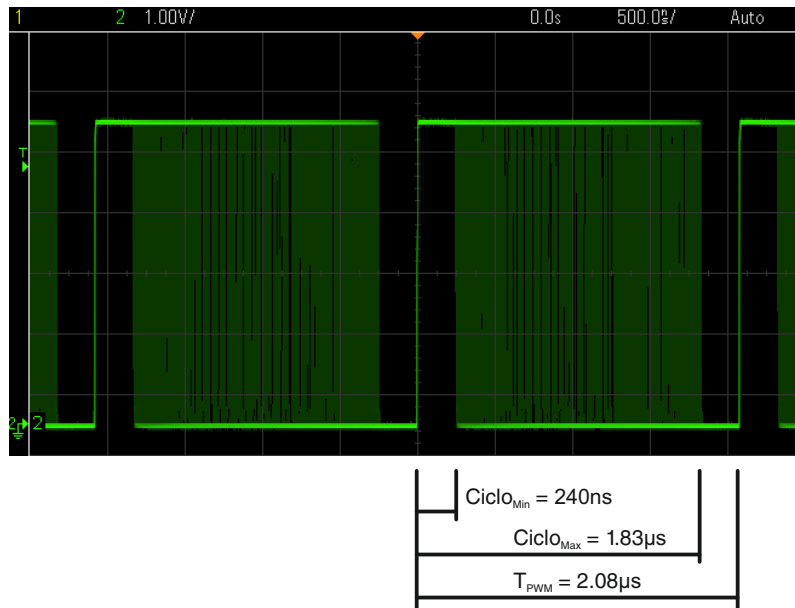


Figura A.5.: Captura con persistencia visual de la salida para señal de entrada $V_{pp} = 3.8\text{V}$

Señal de entrada		Señal de salida			
V_{pp}	3.8V	Período PWM	2.08µs		
f	500kHz	Duty Cycle mínimo	11.5 %	V_o Equivalente 0.56V	V_o Teórico 0.58V
		Duty Cycle máximo	88 %	V_o Equivalente 4.32V	V_o Teórico 4.38V

Tabla A.4.: Valores obtenidos para entrada senoidal (Figura A.5)

Similar al resultado con la entrada continua, los ciclos de trabajo máximos y mínimos observados se corresponden casi sin desviaciones al resultado teórico esperado de voltaje de salida.

Espectro señal de salida

Verificación de las componentes de frecuencia de la modulación de salida. Para una señal senoidal de entrada de 100kHz, se comprueban picos en el espectro (Figura A.6) en 100kHz y en 480kHz (Frecuencia de la señal PWM) observando de esta manera la correcta modulación de la señal de entrada.

Se observa en el gráfico un piso de ruido aproximadamente a -40dB de la componente de 100kHz, valor que se considera apropiado.

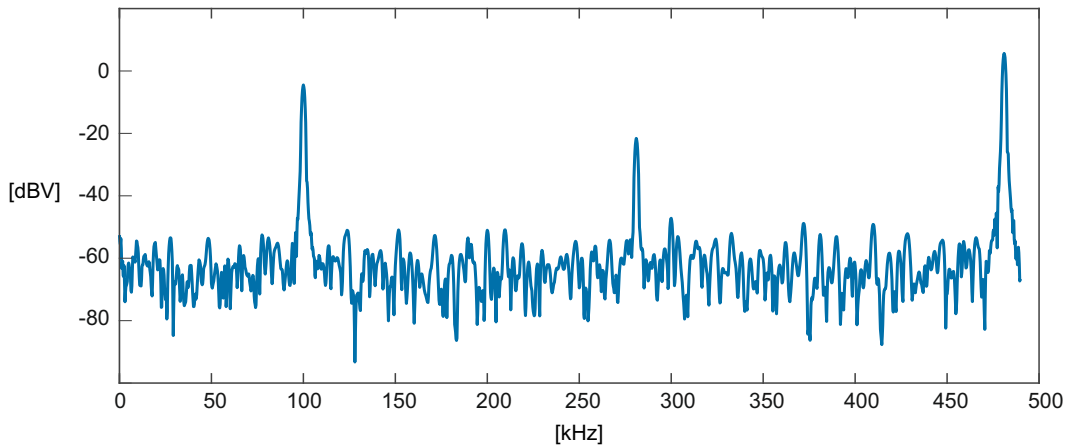


Figura A.6.: Espectro para una adquisición de la señal PWM de salida.

Se descartó en esta etapa de mediciones una caracterización en detalle de la salida en cuanto a distorsiones por presencia de armónicos, quedando a la espera de verificar el comportamiento resonante del transductor piezoeléctrico en la frecuencia de interés. De todas maneras, en caso de utilizarse, por ejemplo, un filtro de segundo orden para reducir las componentes de frecuencia superiores a 100kHz, se atenuaría la frecuencia del PWM (480kHz) en un orden cercano a los -24dB.

Ya culminada la etapa de medición del modulador PWM y analizado el comportamiento del transductor, se tomó la decisión de eliminar la modulación PWM del sistema y comandar al transductor con una señal cuadrada, directamente en su frecuencia de resonancia.

A.2 Potencia

Se soldaron en primera instancia, los componentes que establecen las señales de control a los drivers de los MOSFET. En el transcurso de la medición se detectó un error de diseño, que fue salvado con un pequeño retrabajo sobre el PCB. A continuación se caracterizó el comportamiento de la etapa de conmutación de salida.

A.2.1 Drivers y MOSFETs

Retrabajo

El diseño original incluía al transistor Q1 (Figura A.7 a) que conectaba a nivel bajo (-B) la línea DT/SD para “apagar” a los drivers. No se tuvo en cuenta en el diseño la salida tipo “open drain” del optoacoplador 6N137, por lo que no se suministraba desde el optoacoplador la corriente necesaria para polarizar Q1. El retrabajo consistió en la modificación mostrada en la Figura A.7 b y en la inversión de la funcionalidad del jumper de apagado JP7.

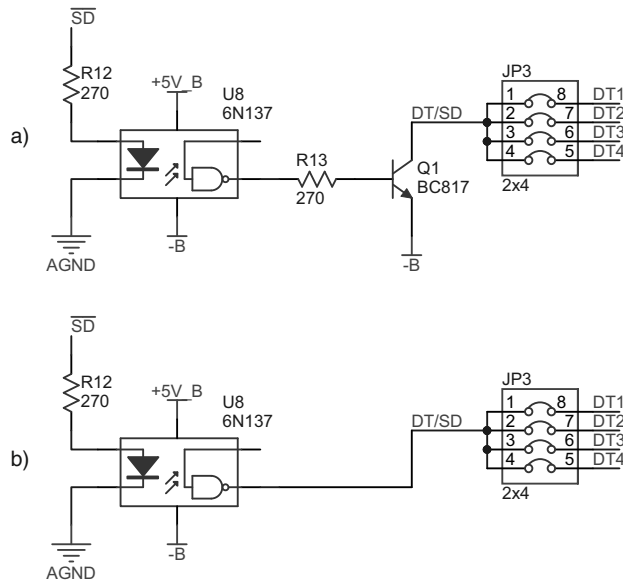


Figura A.7.: a) Diseño original y b) retrabajo

Características de la conmutación de la señal de salida

Se comenzó caracterizando la respuesta ante entradas sin modulación PWM, inyectando señales cuadradas con distintos ciclos de trabajo desde un generador de señales. La carga utilizada fué una resistencia de $5k\Omega$. Se muestra un ejemplo en la Figura A.8. Se verificó una correcta representación de la forma de onda de entrada, sin embargo se detectó un comportamiento no esperado (Figura A.9) en los flancos ascendentes (conmutación de la salida de -B a +B) y descendentes (+B a -B).

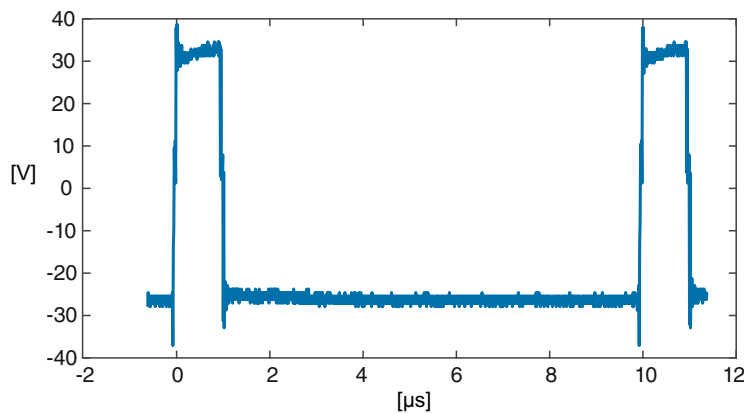


Figura A.8.: Señal de salida del amplificador Clase-D para entrada de una onda cuadrada de 100kHz y ciclo de trabajo del 10 %

El análisis en profundidad de este efecto, muestra que el origen de la deformación que se observa en la conmutación de la señal está relacionado con la respuesta de los optoacopladores utilizados para comandar las señales a cada uno de los driver de ambos lados del puente. Si la conmutación de los MOSFET del lado A y B del puente ocurre en instantes distintos, se produce el efecto observado en las mediciones y esquematizado en la Figura A.10. Se detallan las etapas en la conmutación como A, B y C. Como los lados del puente no conmutan simultáneamente, el voltaje a la

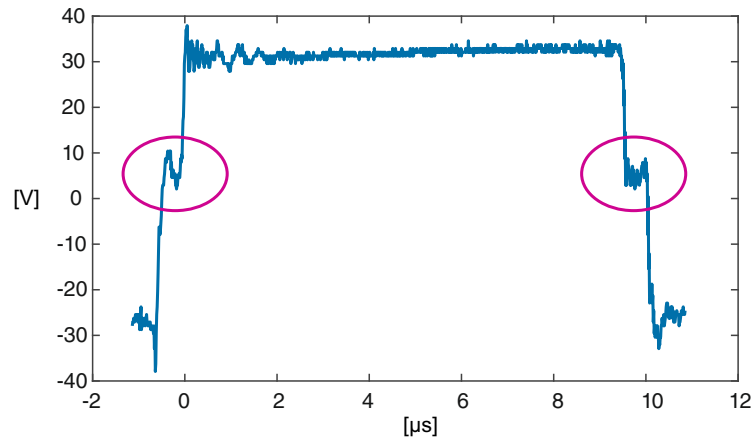


Figura A.9.: Detalle de flancos ascendentes y descendentes de la señal de salida

salida queda por un instante en cero (etapa B), entre las etapas A y C en las que se conecta la carga a cada extremo de la fuente de alimentación.

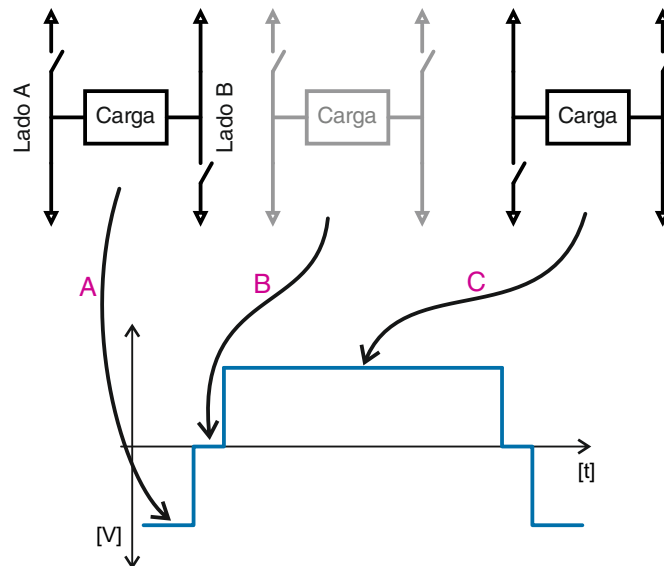


Figura A.10.: Esquema de conmutación que produce la deformación en la salida.

Como se mencionó anteriormente, se identificó el origen de este comportamiento en la respuesta de los optoacopladores. Se muestra a continuación el diseño implementado (Figura A.11) y las mediciones realizadas a la salida de los optoacopladores (Figura A.12). La transición de nivel lógico bajo a nivel lógico alto presenta una respuesta más lenta. Se indican en la imagen los niveles de entrada (V_{IHmin} y V_{ILmax}) del driver IRS20124, y la diferencia de tiempo Δt que genera que no conmuten simultáneamente los dos lados del puente de salida.

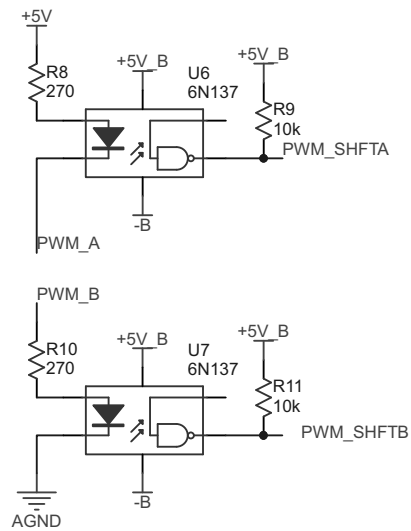


Figura A.11.: Optoacopladores para comandar los drivers IRS20124.

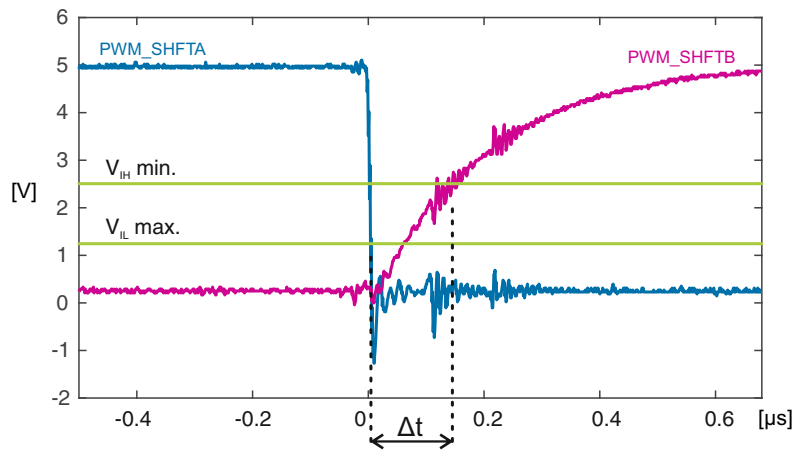


Figura A.12.: Señales de salida de los optoacopladores.

Se caracterizó la duración del escalón en aproximadamente 50ns, y se analizó cualitativamente si iba a producir inconvenientes en la transmisión de los pulsos con el transductor piezoeléctrico. Se midió entonces la salida del amplificador, con la entrada de pulsos desde el modulador PWM, modulando señales senoidales. En la Figura A.13 se detalla el espectro de la salida obtenido en base a una señal de entrada de 100kHz. Se observa la componente de 100kHz, 480kHz (correspondiente a la frecuencia del PWM) y armónicos superiores.

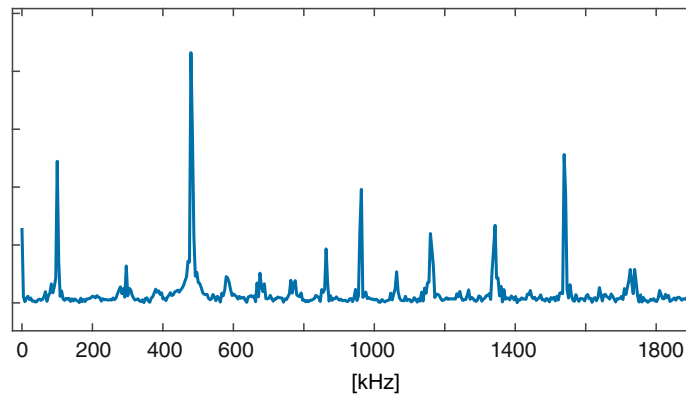


Figura A.13.: Espectro de la salida PWM del amplificador, para señal de entrada de 100kHz.

Como se detalló en la sección 4.19, la propuesta inicial consistía en evaluar el desempeño del amplificador Clase-D con el transductor piezoeléctrico como carga sin la etapa de filtrado, por lo que se decidió continuar con las mediciones para evaluar si el detalle encontrado en la conmutación de los MOSFETs repercutía o no en etapas posteriores.

A.2.2 Amplificador de audio

Se implementó el filtro para una carga de 8Ω (Figura A.14) y se tomaron algunas mediciones en el rango de frecuencias de audio. Se utilizó también como señal de entrada una señal de audio. Estas mediciones se consideraron complementarias al desarrollo planteado y se limitaron a verificar auditivamente el resultado del filtro de audio implementado.

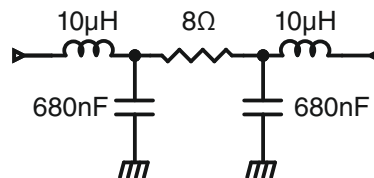


Figura A.14.: Filtro implementado para medición en frecuencias de audio.

A.2.3 Transductor piezoeléctrico

Al igual que las primeras mediciones con la carga resistiva en las que se verificó el funcionamiento de los drivers y MOSFETs de salida (Sección A.2.1) se comenzó la medición caracterizando la respuesta del transductor piezoeléctrico con una señal sin la modulación PWM. Se obtuvieron resultados como los que se muestran en las Figuras A.16 y A.17. Se observó un comportamiento resonante del transductor al ser operado en la frecuencia de resonancia encontrada en el estudio. Como se ve en la Figura A.17, la componente de frecuencia de salida se encuentra cercana a los 96.8kHz de la señal cuadrada aplicada al transductor, y la forma de onda resultante una vez que finaliza la aplicación del tren de pulsos nos llevó a tomar la decisión de dejar de lado la modulación PWM.

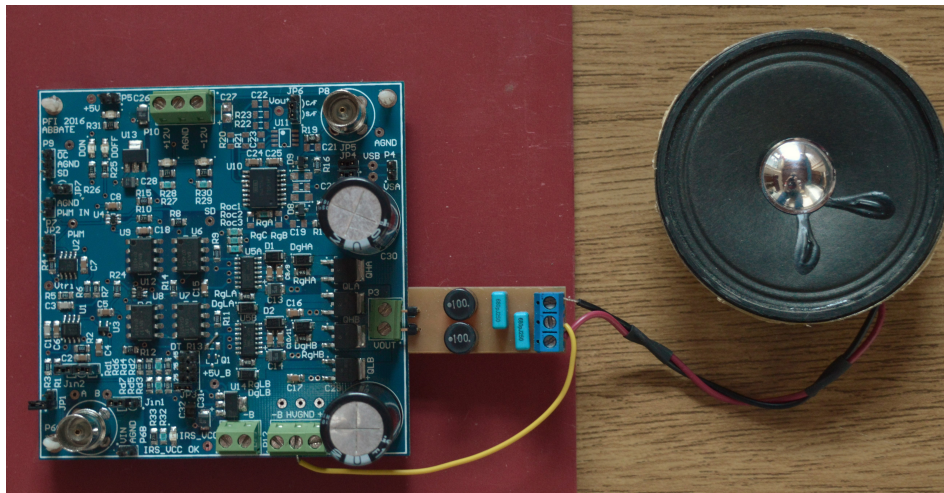


Figura A.15.: Filtro y parlante conectados a la salida del amplificador

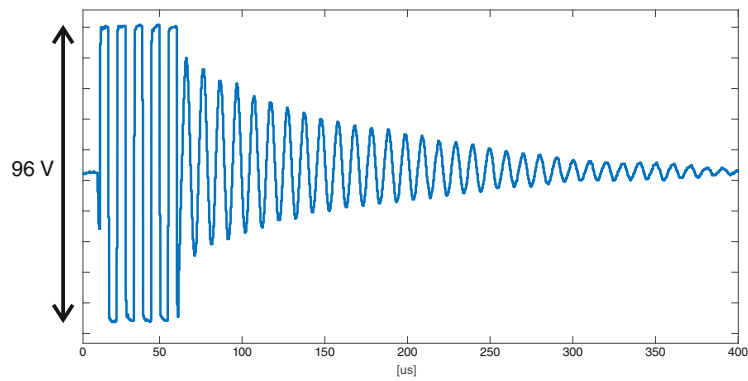


Figura A.16.: Respuesta del transductor a 5 pulsos cuadrados de 96.8kHz

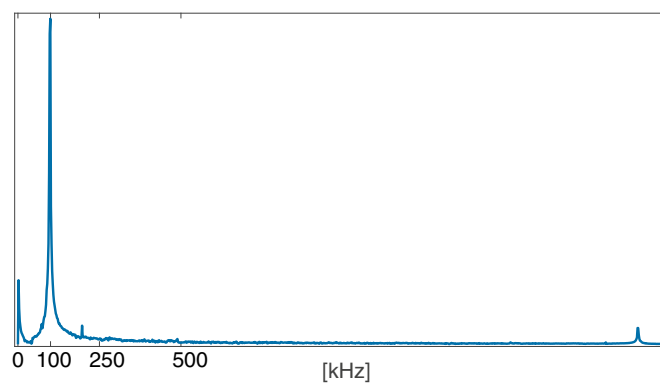


Figura A.17.: Análisis de Fourier del comportamiento oscilatorio del transductor

B.1 Mediciones en el laboratorio

En la Figura B.1 se muestran algunos de los ecos adquiridos en el recipiente usado para las mediciones en el laboratorio. También en la Figura B.2 se muestra el eco adquirido y la comparación entre los esquemas de procesamiento inicial (b) e incluyendo la función de transferencia del transductor (c).

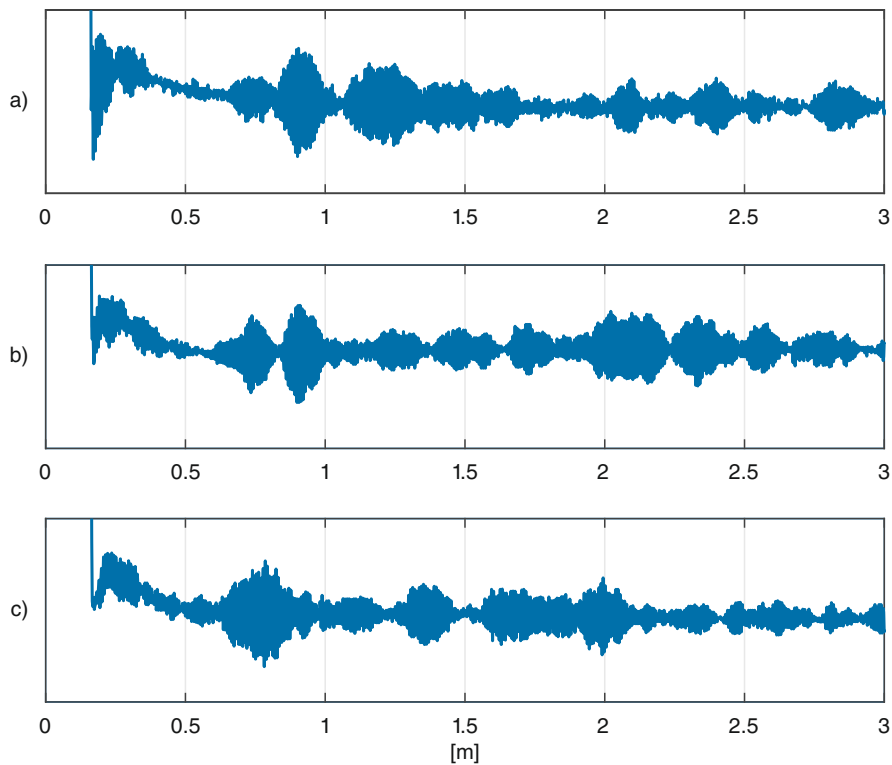


Figura B.1.: Ecos adquiridos en el laboratorio para profundidades de a)0.63m
b)0.53m c)0.43m

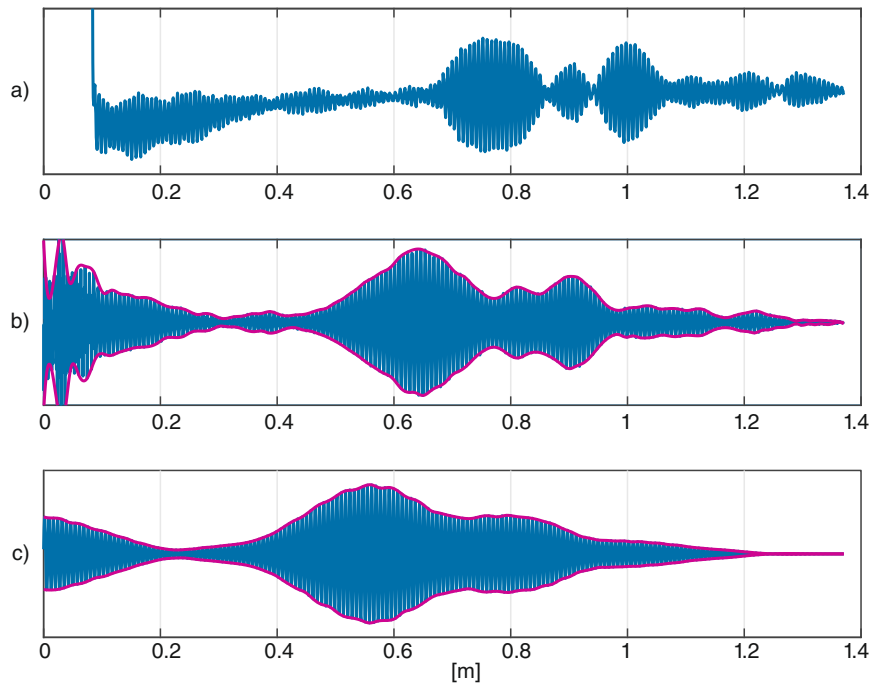


Figura B.2.: a) Ecos adquiridos en el laboratorio para una profundidad de 0.5m, b) resultado de la correlación con el pulso transmitido y c) resultado de la correlación con el pulso transmitido y afectado por la función de transferencia del transductor.

B.2 Mediciones en la cisterna

Las imágenes que se muestran en esta sección detallan el resultado del procesamiento de los ecos adquiridos en la cisterna, desde una profundidad de 2.46m a 2.96m en intervalos de 10cm.

Se aplicó el procesamiento explicado en la Sección 5.3.1, en el que se incluye el modelo de las funciones de transferencia en transmisión y recepción del transductor.

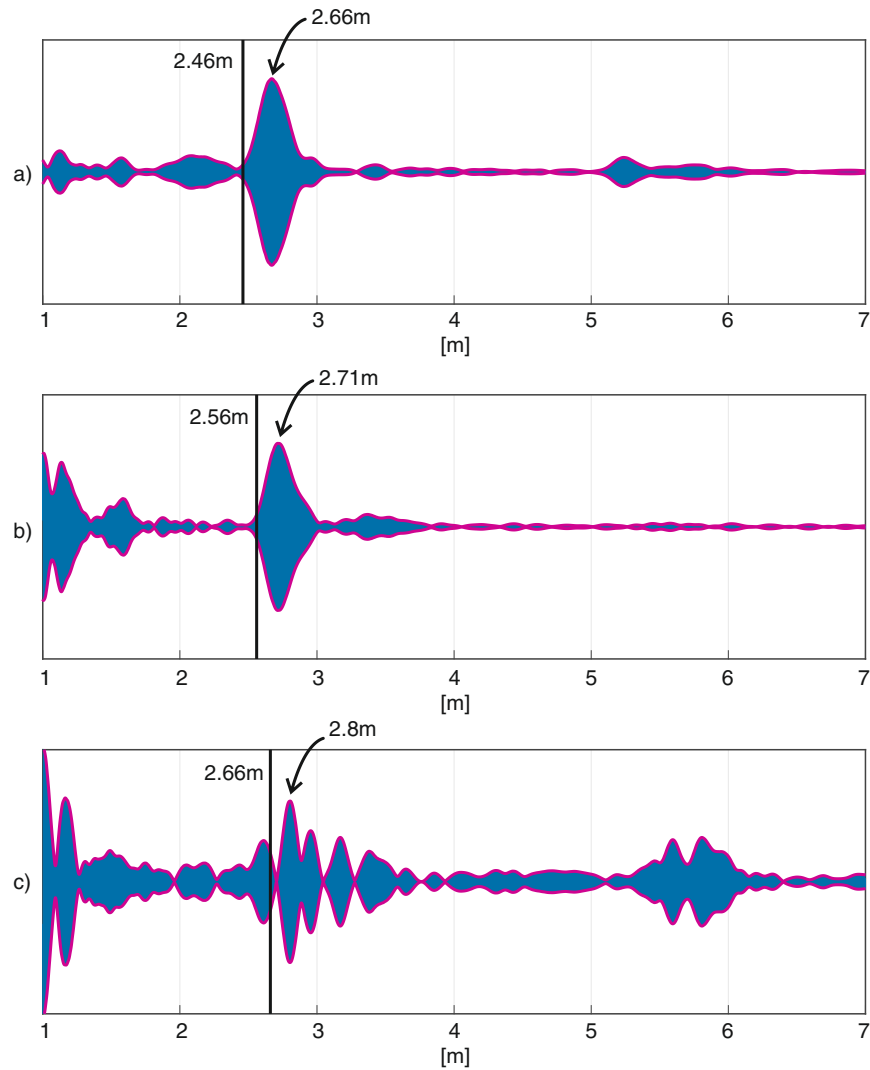


Figura B.3.: Resultado de la correlación para a)2.46m b)2.56m c)2.66m

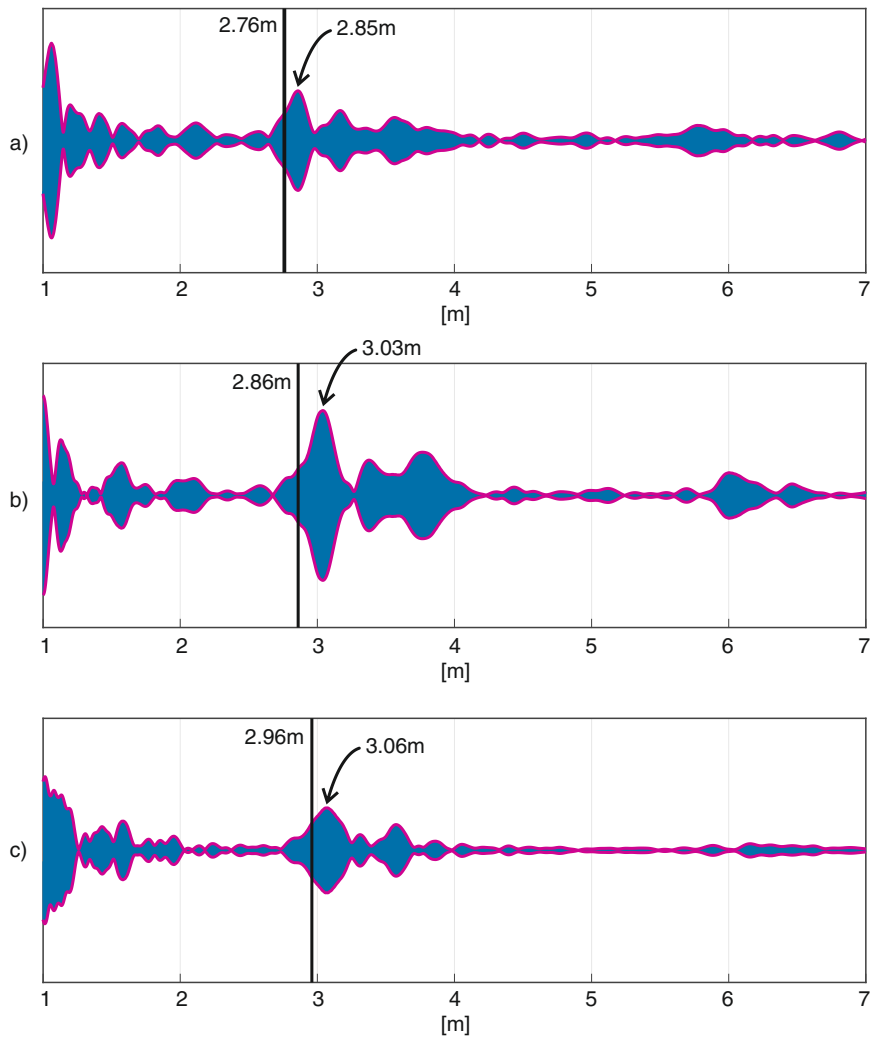


Figura B.4.: Resultado de la correlación para a)2.76m b)2.86m c)2.96m

	z1	z2	z3	z4	z5	z6
z [m]	2.49	2.59	2.69	2.79	2.89	2.99
1	2.64	2.70	2.83	2.84	3.03	3.05
2	2.64	2.71	2.83	2.84	3.02	3.07
3	2.64	2.72	2.79	2.85	3.03	3.05
4	2.65	2.71	2.82	2.83	3.02	3.06
5	2.64	2.72	2.85	2.84	3.03	3.06
6	2.66	2.73	2.82	2.83	3.02	3.06
7	2.64	2.76	2.83	2.83	3.02	3.06
8	2.65	2.72	2.83	2.83	3.02	3.07
9	2.64	2.74	2.83	2.83	3.03	3.06
10	2.66	2.72	2.84	2.84	3.02	3.04
μ	2.646	2.723	2.827	2.836	3.024	3.058
σ	0.008	0.016	0.014	0.006	0.004	0.008

Tabla B.1.: Resultados de las 10 mediciones para cada profundidad z

Artículo Simposio

C

Se adjunta a continuación el artículo presentado en el 3^{er} Simposio Internacional de la Sociedad de Ingeniería Oceánica en América del Sur.

Proyecto de Evaluación Tecnológica para Batimetrías en Agua Dulce

Santiago Abbate^{#1}, Javier Areta^{#2}

[#] Universidad Nacional de Río Negro
Sede Andina, San Carlos de Bariloche, Argentina

¹ santiabbate@gmail.com

² jaret@unrn.edu.ar

Abstract— We present the progress achieved in the development of an instrumentation system for fresh water bathymetry. Several design considerations are introduced, such as transducer element characterization, SONAR equation modelling for a simplified system, and concept design of the electronics instrumentation required. A Class-D, “Half-Bridge” configuration is proposed to drive the transducer which will be used for transmission and reception. General system modules are also introduced. Future work involves the analysis of a prototype system to evaluate the design.

Resumen— En este trabajo se muestra el avance alcanzado en el desarrollo de un sistema de instrumentación para la realización de batimetrías en agua dulce. Se analizan aspectos como la caracterización del elemento transductor, el modelo de la ecuación SONAR para un sistema simplificado y el diseño conceptual de la instrumentación electrónica necesaria. Se propone la utilización de un amplificador Clase-D en configuración “Half-Bridge” para alimentar al transductor piezoeléctrico que será usado como transmisor y receptor, y se introducen los bloques del sistema en general. Como trabajo a futuro se plantea el estudio del sistema completo una vez construido y el desarrollo de experiencias piloto para la evaluación de la tecnología.

I. INTRODUCCIÓN Y MOTIVACIÓN

Los sistemas sonar son en la actualidad una parte indispensable para el estudio de todo espejo de agua, tanto desde el punto de vista científico como productivo, permitiendo el sensado remoto del espacio de interés. En Argentina el desarrollo de sistemas de este tipo no ha tenido el auge que otras tecnologías, como ser el radar, pese a ser, en términos generales, una tecnología más sencilla.

En el marco del proyecto ONDAS (FONARSEC FS-TICS 006) se propuso el desarrollo de un sistema sonar utilizando un arreglo de sensores para diversas aplicaciones.

Se contaba con un transductor acústico para poder realizar pruebas iniciales y se propuso entonces, como proyecto para una Beca Estímulo a las Vocaciones Científicas, el diseño e implementación de un sistema para mediciones batimétricas del tipo “Single Beam Echo Sounder” a modo de evaluación tecnológica.

El desarrollo de esta tecnología ha suscitado el interés de grupos de investigación como la División Acústica Submarina de la Dirección de Investigación de la Armada, el Gabinete de Hidroacústica del Instituto Nacional de Investigación y Desarrollo Pesquero y el Grupo de Evaluación y Manejo de Recursos Ícticos del Centro Regional Universitario Bariloche, Universidad Nacional del Comahue.

II. ASPECTOS DEL TRABAJO

Este trabajo se divide en tres secciones.

La primera es la caracterización del transductor a utilizar, cuyas características eran desconocidas. Luego, definida la aplicación, se determinó un modelo de la propagación acústica en agua dulce para obtener una estimación de lo que se espera de la experiencia piloto. Por último se analiza el diseño del sistema de instrumentación requerido y se propone una implementación.

A. Caracterización del transductor

Se realizó una caracterización mediante la medición de impedancia en un rango de frecuencias de 9kHz a 200kHz, de forma de construir un modelo equivalente “Van-Dyke” [1], ya que no se tenía información del transductor y se dificultaba establecer requerimientos y parámetros de operación del sistema.

En la Fig. 1 pueden observarse las frecuencias de resonancia registradas de 96.8, 153.2, 176.6 y 196.8 kHz.

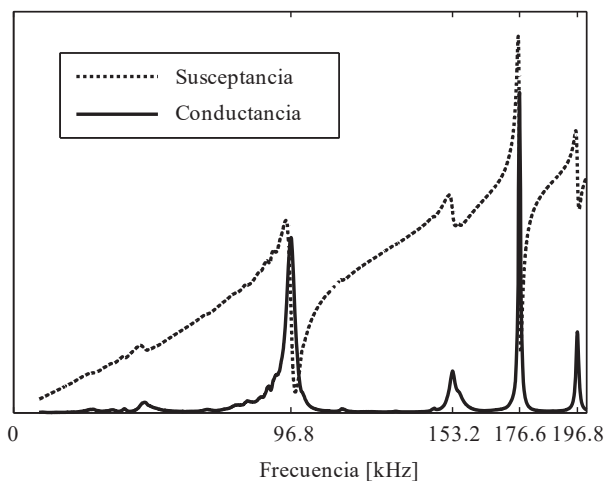


Fig. 1. Mediciones de admitancia del transductor.

En base a las mediciones, se obtuvieron los parámetros del modelo que se resume en la Fig. 2a. Cada una de las ramas RLC corresponde a una de las frecuencias de resonancia encontradas, a las que se considera como un circuito resonante independiente.

Se eligió como frecuencia de operación la correspondiente a la resonancia de 96.8kHz por lo que el modelo se simplifica (en resonancia) al circuito equivalente mostrado en la Fig. 2b.

Más allá de haber caracterizado la impedancia y elegido una frecuencia de operación se desconocían también los

parámetros relacionados con la transmisión, como eficiencia o TVR (Transmitting Voltage Response) y la recepción, RVS (Receiving Voltage Sensitivity).

Para obtener alguna estimación del nivel de eco recibido se tomaron dos criterios en la transmisión y la recepción.

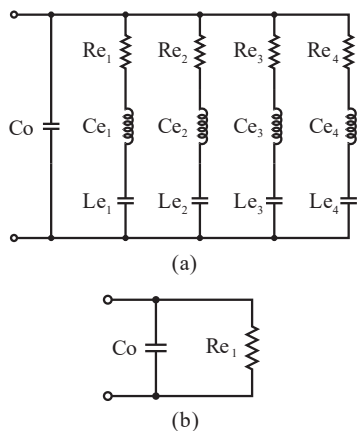


Fig. 2. a) Modelo equivalente del transductor. b) Simplificación para primer resonancia de 96.8 kHz.

Considerando una eficiencia en la “conversión” de la potencia eléctrica a potencia acústica dentro del 20 % al 80% [2] se tomó un valor del 50% para el presente caso de modo de no ser demasiado conservador ni demasiado optimista. Podría haberse optado por el criterio del peor caso (20% de eficiencia) pero se consideró que al trabajar en una de las frecuencias de resonancia, donde el transductor opera de forma más eficiente como proyector, la estimación del 50% de eficiencia es razonable.

Con respecto a la recepción (en la que el transductor actúa como hidrófono), luego de recabar información de transductores comerciales, principalmente en dimensiones y frecuencias de operación cercanas al transductor con el que se cuenta, se tomó como ejemplo el modelo BII-7506 de Benthowave Instruments [6] para el que se especifica un valor de RVS de -194 dB V/uPa. Este valor es simplemente relativo de lo que puede llegar a esperarse por lo que se es consciente de que no representa exactamente las características del transductor.

B. Modelo del problema

Para la experiencia piloto de esta evaluación tecnológica se plantea la medición batimétrica en agua dulce y una posible aplicación en la caracterización de zonas cercanas a la costa del lago Nahuel Huapi, San Carlos de Bariloche.

En la Fig. 3 se muestra un esquema simplificado de los aspectos analizados del problema.

Algunos de los parámetros inherentes al sistema, dados por el transductor y el medio de propagación se detallan en la Tabla I.

Usando los conceptos dados en [2], [4] se trabajó en una estimación de los parámetros de la ecuación de SONAR de forma de conocer con cierto grado de aproximación el nivel de eco recibido.

$$EL = SL - 2TL + TS - NL \quad (1)$$

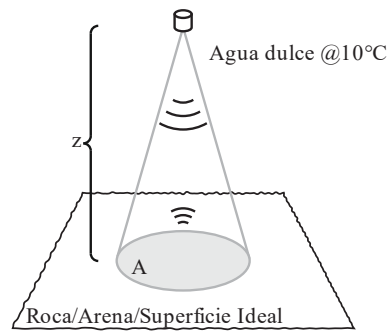


Fig. 3. Esquema del problema simplificado.

TABLA I
PARÁMETROS DEL SISTEMA (AGUA DULCE A 10°C)

Parámetro	Valor	Referencia
Frecuencia de operación	96.8 kHz	-
Velocidad del sonido c	~1450 m/s	[3]
Longitud de onda	~15 mm	-
Índice de directividad	20.42 dB	[1]
Apertura del lóbulo principal	~17°	[1],[2]

1) SL: “Source Level” [1]

El parámetro Source Level (SL) está dado en función de la potencia acústica emitida por el transductor (operando como proyector) afectado por el índice de directividad DI obtenido en base a las dimensiones del disco transductor y la longitud de onda involucrada.

$$SL = 10 \log(P) + 10 \log\left(\frac{4\pi \times 10^{-12}}{\rho c}\right) + DI \quad (2)$$

$\rho = \text{Densidad del agua}$
 $c = \text{Velocidad del sonido}$

2) TL: “Transmission Loss”

Involucra las pérdidas por la propagación esférica y las debidas al coeficiente de absorción del agua α , el cual, al no considerar la salinidad del agua no representa un valor de peso en el resultado del TL.

$$TL = 20 \log(z) + \alpha z \quad (3)$$

Para el cálculo del nivel de eco se incluyen las pérdidas en base al trayecto de ida y vuelta (2TL).

3) TS: “Target Strength”

Al no contar con información específica del lecho del lago Nahuel Huapi en cuanto a la reflectividad, se tomó como aproximación la expresión conocida como Ley de Lambert [4] en la que se considera el “Backscattering strength” por unidad de superficie, y el área insonificada. Se tomaron dos casos de referencia de suelo [5] y se consideró también la condición para una superficie completamente reflectiva.

$$TS = BS + 10 \log(A) \quad (4)$$

4) NL: "Noise Level" [4],[5]

Asumiendo condiciones más benévolas en las posibles mediciones en un lago respecto del océano, el estudio del ruido de fondo resulta simplificado.

Se consideró, por el rango de frecuencias en el que se eligió trabajar (cercano a los 100kHz), tomar el aporte de ruido correspondiente al ruido térmico. Según [4]:

$$NL = -15 + 20 \log(f) - DI - 10 \log E \quad (5)$$

Siendo E , la eficiencia del transductor, asumida en el 50%

5) Resultados de la estimación del nivel de eco recibido

La Tabla II resume un ejemplo de los valores obtenidos para la simulación de la experiencia piloto. Se muestran niveles de eco recibido y voltaje estimado (considerado el RVS explicado anteriormente) para 3 distintos tipos de suelo a una profundidad de 10m.

TABLA III
NIVEL DE ECO ESTIMADO A 10M

	Potencia Acústica					
	1W		10W		100W	
	EL	mV	EL	mV	EL	mV
Sup. ideal	167	73	177	146	187	463
Roca	161	23	171	73	181	232
Arena	142	2.5	152	8.2	162	26

Dadas las simplificaciones que se han realizado para estimar el nivel de eco, se es consciente de los posibles errores que puedan generar diferencias al momento de evaluar el sistema.

Uno de ellos es la topografía del suelo ya que, a excepción de pruebas iniciales en un tanque o pileta, el lecho del lago no es una superficie plana como la aproximación empleada. Cualquier inclinación en la superficie que proyecta el eco, lo dispersará hacia alguna dirección distinta a la normal al transductor reduciendo así la intensidad del eco recibido.

Por otro lado, no se tuvo en cuenta en esta etapa para el cálculo del área insonificada la duración del pulso que determina si se está trabajando en un régimen de pulso largo o pulso corto [2].

Las fuentes de ruido que no se han incluido pueden incluir embarcaciones o ruido generado en la superficie del lago debido al viento.

C. Sistema

Una vez obtenidas algunas estimaciones respecto al nivel de eco se comenzó a definir alguno de los requerimientos del sistema.

Se optó por evaluar el desempeño de una etapa amplificadora Clase-D en busca de mayor eficiencia y menor tamaño. Se propone diseñar el amplificador para una potencia cercana a los 70W (35W de potencia acústica considerando una eficiencia del 50% del transductor) para una frecuencia de 96.8 kHz y una carga como la observada en la Fig. 2. De esta manera se espera obtener niveles de eco de entre 100mV y 200mV en superficies más reflectivas (Roca, Superficie ideal) o del orden una decena de milivolts para el caso de superficies como arena.

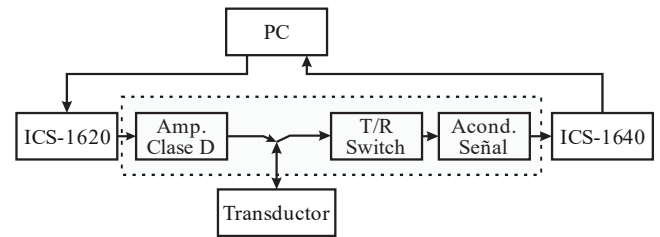


Fig. 4. Sistema completo.

1) Generación y adquisición:

Para la generación y adquisición de señales se cuenta con el par de placas PCI, ICS-1620 e ICS-1640 de General Electric.

La placa ICS-1620 es un convertor D/A de 16 canales, 16-bits y hasta 2.5MHz por canal, mientras que la ICS-1640 la complementa en la etapa de adquisición con 16 canales de entrada, hasta 2.5MHz de frecuencia de muestreo por canal y 24-bits ADC. Ambas placas pueden utilizarse en conjunto y proveer de un sistema de transmisión y recepción de señales sincronizado.

El uso de este conjunto posibilita el desarrollo de una aplicación dedicada mediante el SDK provisto, o incluso la operación del sistema a través de LabVIEW.

2) Potencia:

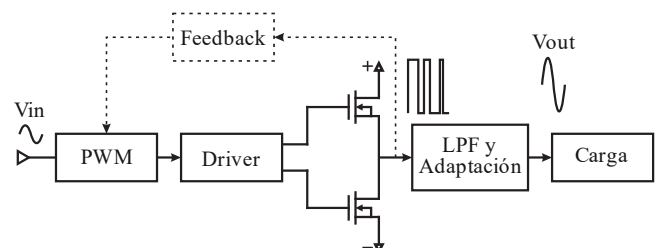


Fig. 4. Etapa amplificadora Clase-D.

En la Fig. 4 se muestra el esquema genérico de un amplificador Clase-D.

Para la modulación PWM se comenzará con la implementación en base a una portadora triangular de 500kHz como se muestra en la Fig. 5.

Al trabajar con la etapa conmutada de salida directamente de la fuente de alimentación, los amplificadores Clase-D poseen un PSRR de 0dB en un sistema a lazo abierto. Es debido a esto que tras evaluar el desempeño del amplificador utilizando la modulación PWM propuesta, se analizará la posibilidad del uso de realimentación y el reemplazo por una topología sin portadora del tipo "Self-oscilating PWM"

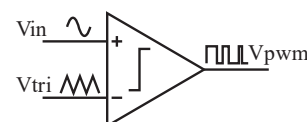


Fig. 5. Modulación PWM.

Se eligió por simplicidad y menor cantidad de componentes una etapa de salida en configuración "Half-Bridge" con MOSFETs como elementos conmutadores. Como driver de la etapa de salida se optó por el integrado IRS20124S de International Rectifier [7] que, aunque

orientado a aplicaciones de audio, su rango de operación es de hasta 1MHz haciéndolo apropiado para la aplicación. Se incluye también en el driver la configuración y generación de “dead-times”, el tiempo de espera entre conmutación de los elementos de salida para evitar que sean polarizados al mismo tiempo. Además, cuenta con función de sensado de corriente y apagado en caso de sobrecargas.

La etapa de filtrado y adaptación es de gran importancia para lograr la menor distorsión posible. En principio se cumple la función de eliminar los contenidos de alta frecuencia de la modulación PWM, sin embargo debe prestarse atención a las características particulares de la carga que se emplea para este caso. Posibles resonancias en frecuencias superiores a la de operación pueden generar inconvenientes.

El diseño tanto del filtro como la adaptación de impedancias es, al momento, trabajo en curso.

3) Acondicionamiento de señal:

Al usar un mismo transductor como elemento proyector e hidrófono debe protegerse la etapa de adquisición de señales de las altas tensiones con la que se alimenta al transductor.

Se implementará en este caso un switch de transmisión y recepción (T/R Switch) con una topología de puente de diodos balanceado (Fig. 6).

En la etapa de transmisión, y al recibir tensiones elevadas (tanto positivas como negativas), los diodos del puente se polarizan recortando la señal que se limitará aproximadamente a 300mV al utilizar diodos Schottky.

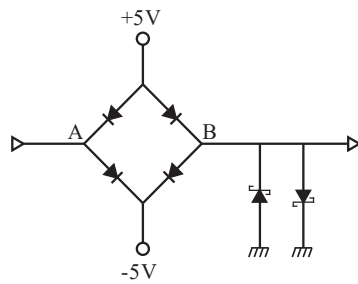


Fig. 6. T/R Switch.

En la etapa de recepción, los nodos A y B del puente flotarán aproximadamente a una tensión de 0V sin entrada presente, a los que se acoplará la señal del eco proveniente del transductor.

La última etapa del sistema de acondicionamiento comprende el filtrado y amplificación de la señal recibida, previo a la placa adquisidora.

Se prevé la implementación de un amplificador de instrumentación en la configuración de la Fig. 7

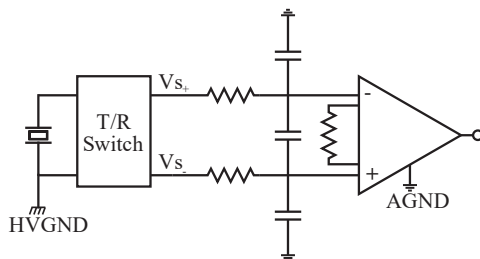


Fig. 7. Filtrado y Amplificación.

4) Procesamiento de los ecos:

El objetivo inicial de la experiencia piloto es el de calcular la altura de una columna de agua mediante la medición del tiempo de ida y vuelta de la señal transmitida.

Se propone, en primera instancia realizar una detección no coherente de la energía de los ecos recibidos, mediante el filtrado alrededor de la frecuencia de los pulsos transmitidos y la detección de envolvente o intensidad recibida. Al igual que en las otras etapas de este desarrollo la escasa información del transductor es un limitante, por lo que se espera analizar en las primeras evaluaciones del sistema, los niveles de eco recibidos como para fijar un umbral de decisión a través del cual identificar el tiempo de arribo de la señal.

Una vez determinados los niveles de señal reales con lo que operar se propondrán esquemas de procesamiento que permitan explotar señales más débiles, como las provenientes de bancos de peces, o la determinación del tipo de material que conforme el fondo del espejo de agua bajo estudio.

III. AVANCE Y EXPECTATIVAS

El desarrollo alcanzado incluye cuestiones del diseño general y esquemático de todo el sistema. Se ha completado la etapa tanto de modelado del elemento transductor como de la estimación de los aspectos de propagación acústica para la experiencia piloto. Restan definir cuestiones de ingeniería de detalle en la instrumentación electrónica en general y específicamente en la etapa de filtro y adaptación de impedancias del amplificador de potencia.

La expectativa de trabajo a futuro de esta evaluación se centra en definir las primeras experiencias de validación y verificación del sistema, una vez construido. Cerrado el ciclo de evaluación del sistema, incluyendo alguna posible etapa de rediseño, se espera poder realizar experiencias en campo.

IV. CONCLUSIÓN

El trabajo en curso comprende la introducción de nuevas áreas de desarrollo tecnológico dentro de la Universidad Nacional de Río Negro. Se entiende dentro de esto a la posibilidad de extender los resultados que surjan de esta evaluación tecnológica al desarrollo de sistemas más complejos que incluyan otras configuraciones, como arreglos de sensores. Es de interés entonces, que el avance que se logre pueda extenderse a muchas otras aplicaciones y estimule el desarrollo local de sistemas de sonar complejos.

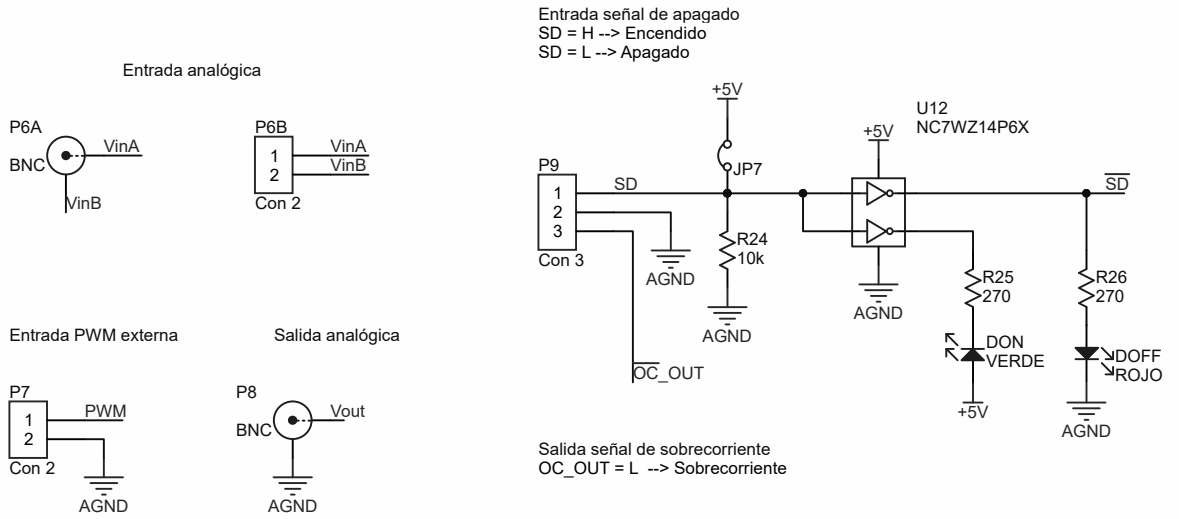
REFERENCIAS

- [1] C. H. Sherman and J. L. Butler, *Transducers and Arrays for Underwater Sound*, Springer Science, 2007.
- [2] X. Lurton, *An Introduction to Underwater Acoustics: Principles and Applications*. Springer-Praxis, 2002.
- [3] Qihu Li, *Digital Sonar Design in Underwater Acoustics: Principles and Applications*. Zhejiang University, Springer, 2012.
- [4] R. J. Urick, *Principles of underwater sound*. 3d ed. McGraw-Hill, 1983.
- [5] M. A. Ainslie, *Principles of Sonar Performance Modelling*. Springer-Praxis, 2010.
- [6] Benthowave Instrument Inc., High Power Piston Transducer. [Online]. <http://www.benthowave.com/products/BII-7500pistontransducer.html>
- [7] IRF IRS20124S. [Online]. http://www.irf.com/part/Digital-Audio-Driver-with-Discrete-Dead-Time-and-Protection-High-and-Low-Side-Driver-in-a-14-Lead-SOIC-package/_/A~IRS20124S
- [8] B. Bonnett, “A Multi-channel Front-end for Synthetic Aperture Sonar”, University of Canterbury, Christchurch, New Zealeand, 2010.

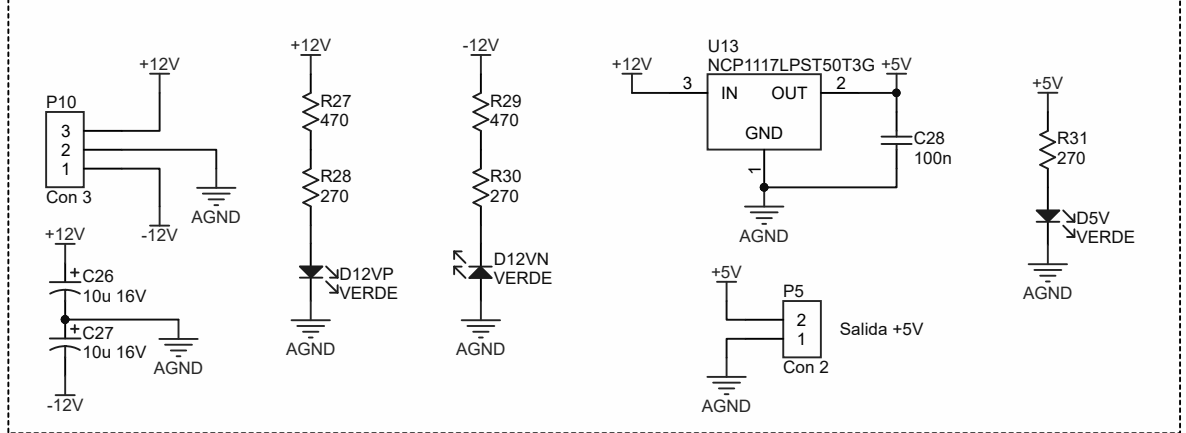
Esquemáticos

D

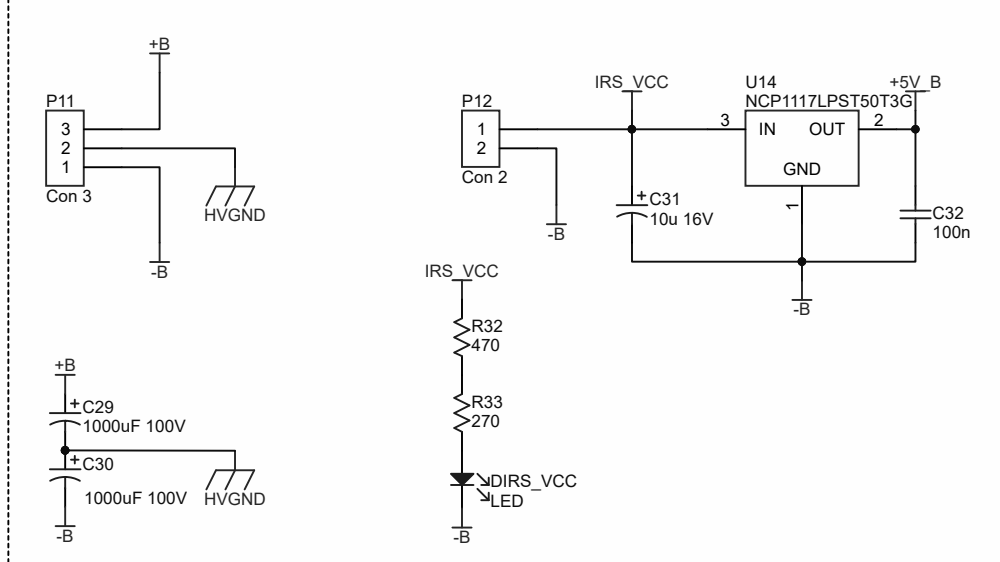
Se adjuntan los esquemáticos del diseño implementado y la lista de materiales correspondiente.



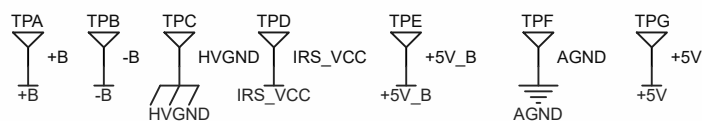
Alimentación baja tensión



Alimentación alta tensión B = 20 a 75V



Testpoints



Título: Interfaces

Dib: S. Abbate

Rev: J. Areta

Apr: *

Fecha: 1/11/2016

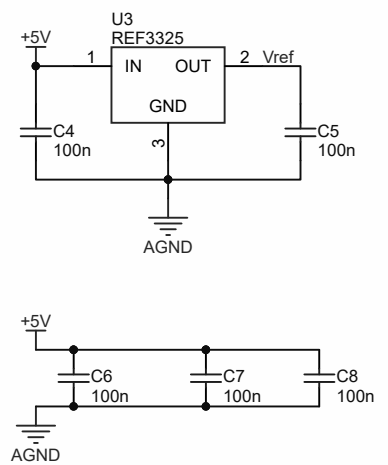
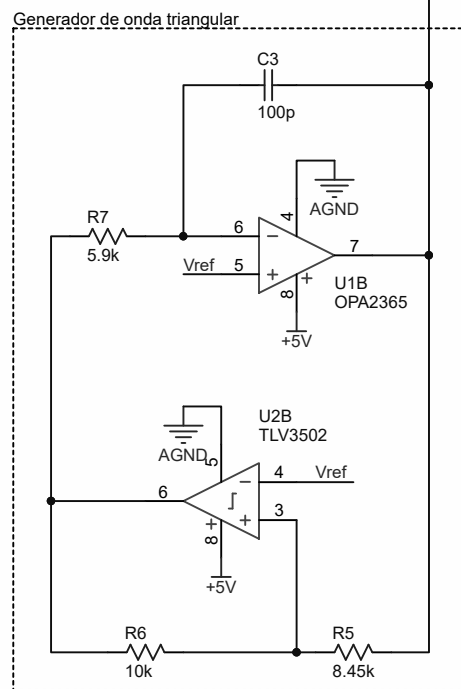
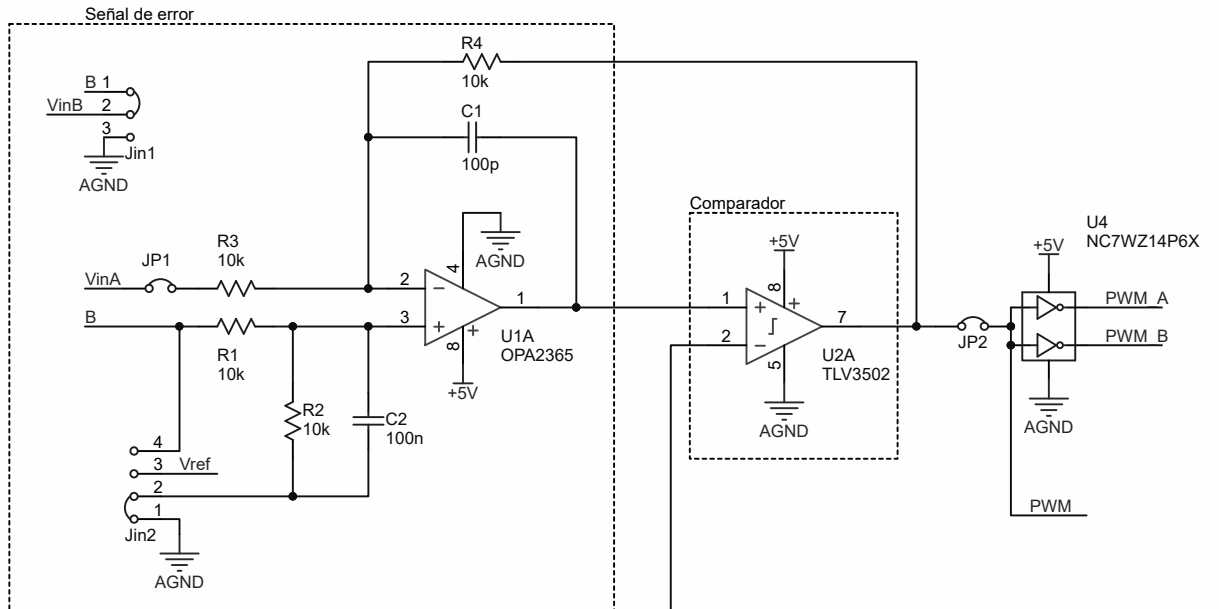
Hoja 1 de 4

Comentarios:

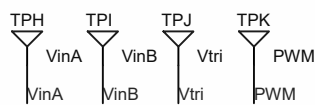
Archivo: Interfaces.SchDoc



RÍO NEGRO
UNIVERSIDAD NACIONAL



Testpoints



Título: Modulador PWM

Dib: S. Abbate

Rev: J. Areta

Apr: *

Fecha: 1/11/2016

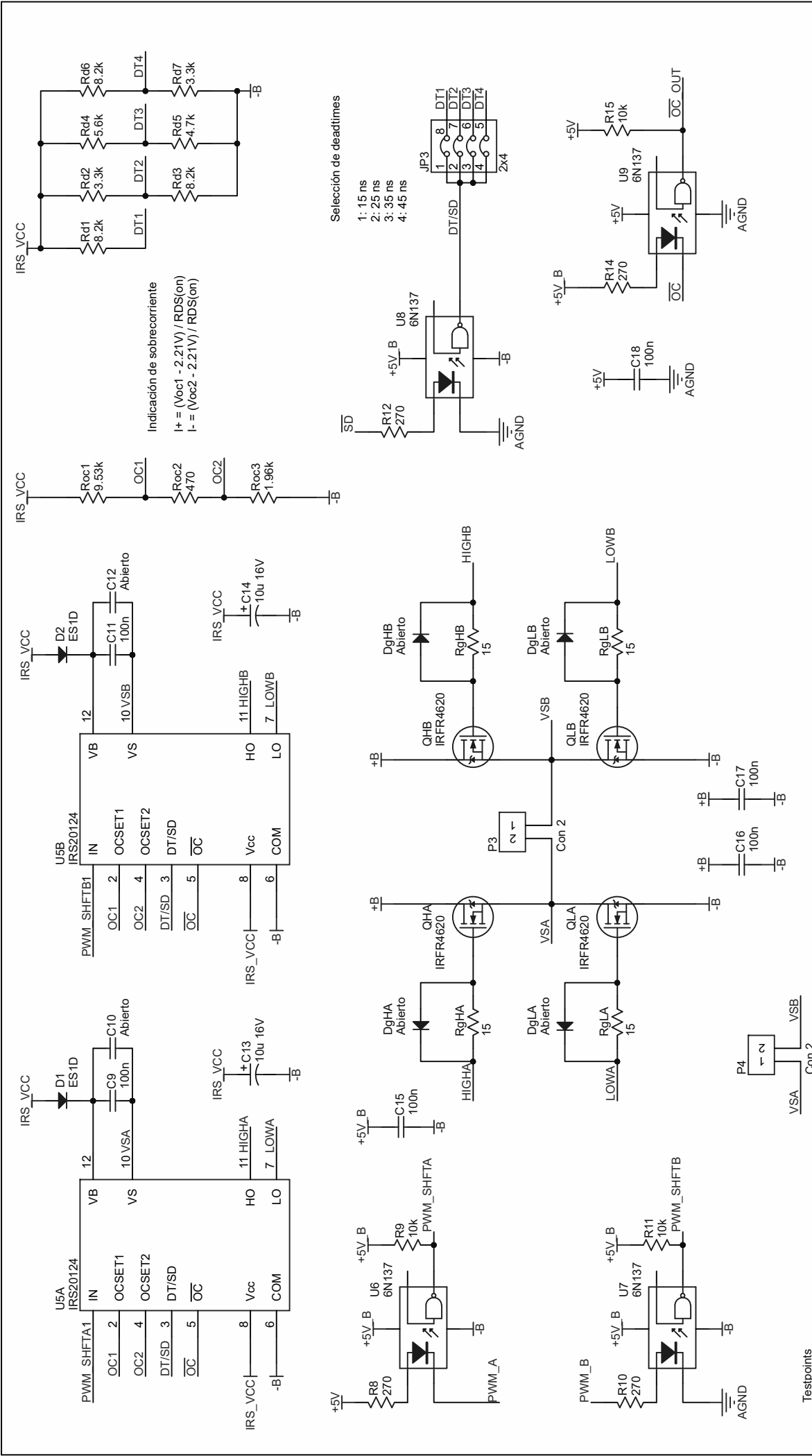
Hoja 2 de 4

Comentarios: Resistencias al 1%

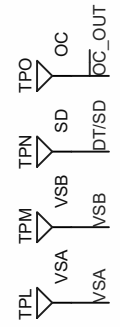
Archivo: PWM.SchDoc



RÍO NEGRO
UNIVERSIDAD NACIONAL



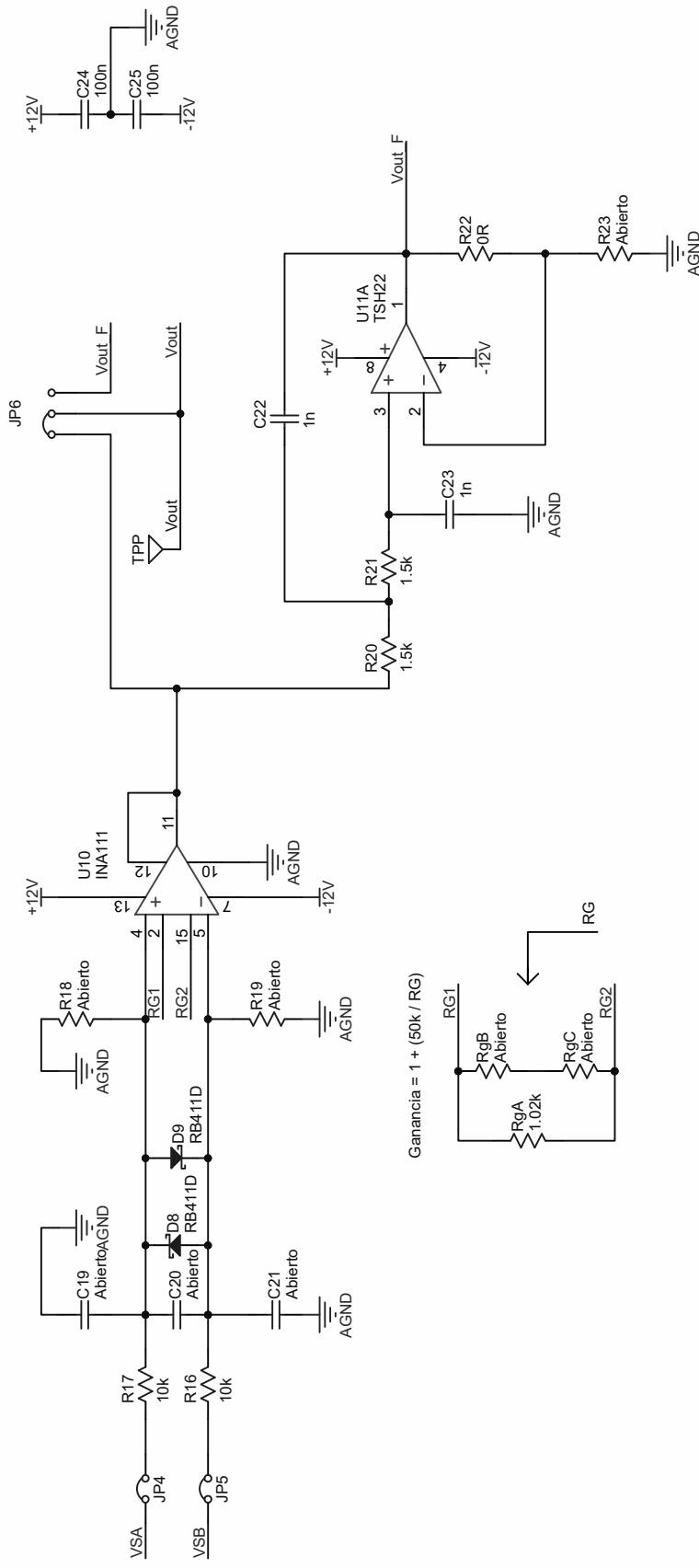
Testpoints



Título: Etapa de potencia Clase D	
Dib: S. Abbate	Rev: J.Areta
Fecha: 1/11/2016	Apr: *
Hoja 3 de 4	
Comentarios:	
Archivo: Clase_D_SchDoc	



UNRN
 UNIVERSIDAD NACIONAL
 DEL RIO NEGRO



Título: Acondicionamiento de los ecos	
Dib. S. Abbate	Rev. J. Areta
Fecha: 1/11/2016	Apr.*
Archivo: Sig_ Cond. SchDoc	Hoja 4 de 4

Comentarios:



RÍO NEGRO
UNIVERSIDAD NACIONAL

BOM						
Designación	Descripción	Valor	Cantidad	Precio (USD)	Proveedor	Código
C1, C3	Capacitor	100p	2	0,39	Mouser	VJ1206A101FXACW1BC
C2, C4, C5, C6, C7, C8, C9, C11, C15, C16, C17, C18, C24, C25, C28, C32	Capacitor	100n	16	0,74	Digikey	C1206C104K5RAC7867
C10, C12, C19, C20, C21	Capacitor	Abierto	5	-	-	-
C13, C14, C26, C27, C31	Capacitor	10u 16V	5	0,18	Mouser	F931C106MBA
C22, C23	Capacitor	1n	2	0,1	Mouser	VJ1206A102JXACW1BC
C29, C30	Capacitor	1000uF 100V	2	1,58	Mouser	UVY2A102MHD
D1, D2, DgHA, DgHB, DgLA, DgLB	Diodo rápido	ES1D	6	0,085	Farnell	ES1D
D5V, D12VN, D12VP, DON, DIRS_VCC	LED	VERDE	5	0,287	Mouser	LTST-C150GKT
D8, D9	Diodo schottky	RB411D	2	0,37	Farnell	RB411DT146
DOFF	LED	ROJO	1	0,27	Mouser	LTST-C150EKT
JP1, JP2, JP4, JP5, JP7	Header, 2-Pin	Jumper	5	-	-	-
JP3	Header, 2x4-Pin	Jumper 2x4	1	-	-	-
JP6	Header, 3-Pin	Jumper	1	-	-	-
P1, P2	Header, 4-Pin	Con 4	2	-	-	-
P3, P12	Bornera, 2-Pin	Con 2	2	0,41	Mouser	282836-2
P4, P5, P6B, P7	Header, 2-Pin	Con 2	4	-	-	-
P6A, P8	BNC Elbow Connector	BNC	2	1,36	Mouser	5-1634506-1
P9	Header, 3-Pin	Con 3	1	-	-	-
P10, P11	Bornera, 3-Pin	Con 3	2	0,55	Mouser	282836-3
Q1	Transistor bipolar	BC817	1	-	-	-
QHA, QHB, QLA, QLB	N-Channel MOSFET	IRFR4620	4	1,22	Mouser	IRFR4620TRLPBF
R1, R2, R3, R4, R6, R9, R11, R15, R16, R17, R24	Resistencia	10k	11	0,055	Mouser	CRCW120610K0FKEA
R5	Resistencia	8.45k	1	0,032	Digikey	RC1206FR-078K45L
R7	Resistencia	5.9k	1	0,032	Digikey	RC1206FR-075K9L
R8, R10, R12, R13, R14, R25, R26, R28, R30, R31, R33	Resistencia	270	11	0,017	Mouser	RK73B2BTDD271J
R18, R19, R23, RgB, RgC	Resistencia	Abierto	5	-	-	-
R20, R21	Resistencia	1.5k	2	0,022	Mouser	RK73H2BTDD1501F
R22	Resistencia	OR	1	0,017	Mouser	RK73Z2BTDD

BOM						
Designación	Descripción	Valor	Cantidad	Precio (USD)	Proveedor	Código
R27, R29, R32, Roc2	Resistencia	470	4	0,022	Mouser	RK73H2BTTD4700F
Rd1, Rd3, Rd6	Resistencia	8.2k	3	0,032	Digikey	RC1206FR-078K2L
Rd2, Rd7	Resistencia	3.3k	2	0,032	Digikey	RC1206FR-073K3L
Rd4	Resistencia	5.6k	1	0,022	Mouser	RK73H2BTTD5601F
Rd5	Resistencia	4.7k	1	0,022	Mouser	RK73H2BTTD4701F
RgA	Resistencia	1.02k	1	0,032	Digikey	RC1206FR-071K02L
RgHA, RgHB, RgLA, RgLB	Resistencia	15	4	0,022	Mouser	RK73H2BTTD15R0F
Roc1	Resistencia	9.53k	1	0,022	Mouser	RK73H2BTTD9531F
Roc3	Resistencia	1.96k	1	0,022	Mouser	RK73H2BTTD1961F
U1	Amplificador operacional	OPA2365	1	-	-	-
U2	Comparador		1	-	-	-
U3	Referencia de voltaje LDO	REF3325	1	-	-	-
U4, U12	Logic inverter dual	NC7WZ14P6X	2	0,35		NC7WZ14P6X
U5A, U5B	Mosfet driver	IRS20124	2	4,86	Farnell	IRS20124SPBF
U6, U7, U8, U9	Optoacoplador	6N137	4	-	-	-
U10	Amplificador de instrumentación	INA111	1	9,43	Farnell	INA111AUE4
U11	Amplificador operacional	TSH22	1	0,91	Mouser	TSH22IDT
U13, U14	LDO 5V Fixed Regulator	NCP1117LP	2	0,43	Mouser	NCP1117LPST50T3G
PCB	PCB 100x100mm Doble Capa	-	1	10	PCBWay	-

Componentes marcados con (-) se tenían disponibles

Total 62,348

Capturas de pantalla del software

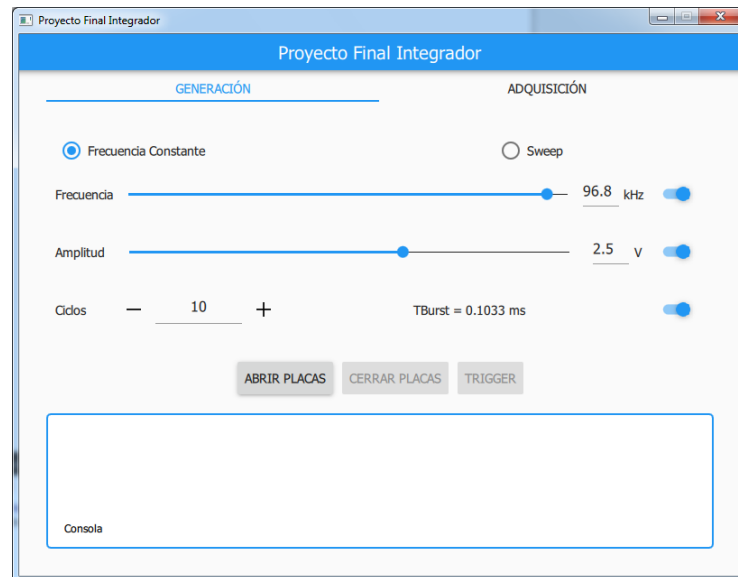


Figura E.1.: Vista de la pestaña de configuración de la generación de señales en modo Frecuencia Constante

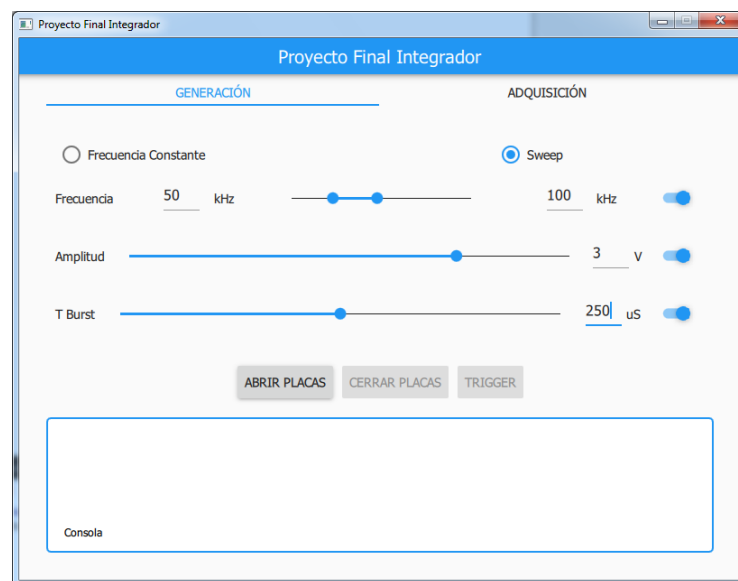


Figura E.2.: Vista de la pestaña de configuración de la generación de señales en modo Sweep

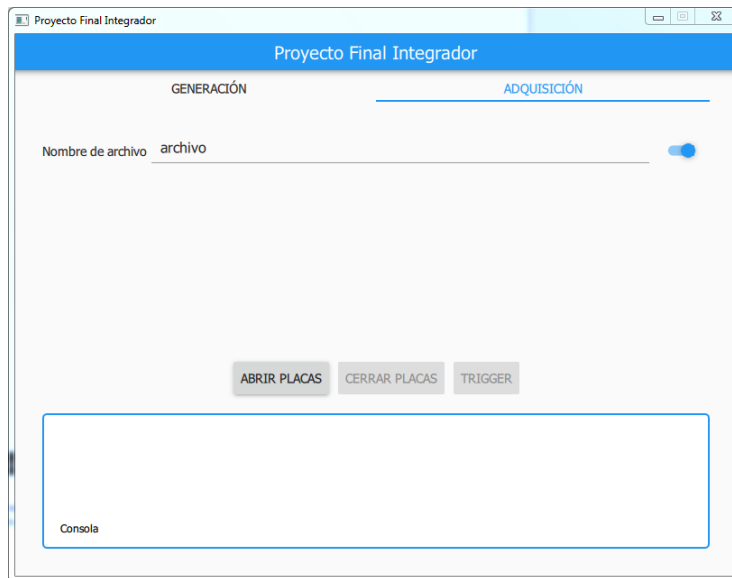


Figura E.3.: Vista de la pestaña de configuración de la adquisición de señales

Profundidad Máxima

En el capítulo 3 se presenta el estudio de la ecuación SONAR y la simulación realizada con el objetivo de estimar el nivel de eco recibido. La Figura 3.3 muestra como en un régimen de pulso corto, no es posible considerar que la zona insonificada del lecho del cuerpo de agua corresponde a la intersección de este mismo con el lóbulo del transductor piezoeléctrico.

La profundidad z a partir de la cual deja de valer el régimen de pulso largo y comienza a regir el régimen de pulso corto es:

$$z = \frac{c \cdot T}{\tan^2(\varphi)}$$

A fines de establecer un límite máximo de medición, se consideró el límite establecido por el régimen de pulso largo ya que se realizaron las estimaciones en base a la ecuación SONAR, teniendo en cuenta esta régimen. De esta manera, para una velocidad del sonido $c = 1430m/s$ y una duración del "ping" transmitido de $T = 206,6\mu s$, la profundidad máxima para la que se tiene en cuenta la estimación realizada en las simulaciones del capítulo 3 corresponde a $z = 13,55m$.

Análisis para una batimetría de hasta 200m

Para completar el análisis de profundidad máxima a detectar, se detalla a continuación un ejemplo de las magnitudes involucradas al extender los parámetros del sistema utilizados en las mediciones realizadas en la cisterna, a una medición de profundidad de hasta 200 metros.

El análisis realizado consiste en repetir la evaluación de los parámetros de la ecuación SONAR (Capítulo 3), teniendo en cuenta que, como se mencionó anteriormente, a mayores profundidades hay que tener en cuenta el régimen de pulso corto.

Se modificó la expresión utilizada (según [17]) para el cálculo del área insonificada (A), teniendo en cuenta la duración (T) del tren de pulsos utilizado en las mediciones.

$$A = \pi \cdot z \cdot c \cdot T$$

Los resultados que se muestran de la simulación corresponden a un lecho de arena de la columna de agua y se tuvo en cuenta, de la misma manera que en la simulación inicial, la sensibilidad del transductor BII-7506 de BenthWave Instruments. Comparando resultados versus la simulación para régimen de pulso largo, se observa una reducción del nivel de eco recibido a una profundidad de 50m, de 14,9mV (Tabla

EL [mV]			
Duración del pulso transmitido T		206,6 μ s	
Profundidad [m]	Potencia Eléctrica (Potencia Acústica) [W]		
	2 (1)	10 (5)	70 (35)
50	1,28	2,88	7,62
100	0,872	1,95	5,16
200	0,565	1,26	3,34

Tabla F.1.: Niveles de eco recibido en régimen de pulso corto para un lecho de arena y temperatura del agua de 5°C

3.2) a 7.62mV (Tabla F.1), evidenciando así que a 50m el régimen de pulso largo no es válido y sobreestima el nivel de eco a recibir.

Atento a establecer la posibilidad de realizar batimetrías a profundidades de hasta 200m (prestación de alto nivel razonable, que surge del análisis de las prestaciones de los equipos comerciales mostrados en el Anexo H), se listan dos aspectos a tener en cuenta para el posible diseño de un equipo comercial:

- Recepción de señales:** Los resultados obtenidos respecto a los niveles de eco que se recibieron en las mediciones realizadas estuvieron en el orden de lo estimado por la ecuación SONAR aunque con amplitudes un poco menores. Teniendo en cuenta este resultado, sabiendo que las estimaciones se realizaron en función de la estimación del 50% de eficiencia del transductor, y que a mayores profundidades los niveles de eco a detectar se reducen, se propone el reemplazo del amplificador de instrumentación utilizado por otro de mejores prestaciones respecto al producto ganancia-ancho de banda.

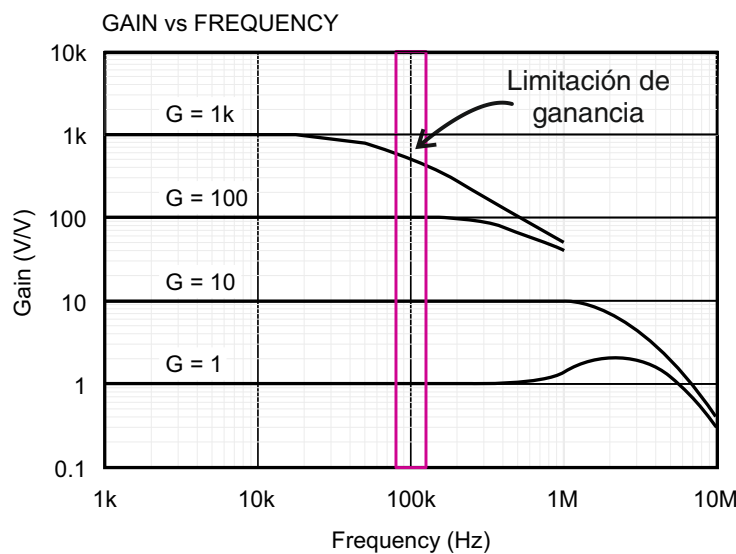


Figura F.1.: Respuesta amplificador utilizado (INA111).

- Potencia transmitida: Analizar la posibilidad de transmitir pulsos de mayor energía, de forma de aumentar el nivel de los ecos recibidos y así poder extender la profundidad de medición.

Profundidad Mínima

En función de la Distancia de Fresnel dada en [17], puede obtenerse la distancia de separación desde el transductor para la cual puede considerarse plano el frente de onda proyectado. Tomando como base esa distancia, el autor propone tomar una distancia de “campo lejano” con un factor de 4 veces la Distancia de Fresnel. Trabajando a distancias en las que vale la consideración de campo lejano, es que son válidas las expresiones dadas por la ecuación SONAR.

$$Distancia\ Fresnel = \frac{D^2}{4\lambda} \quad Campo\ Lejano = 4 \cdot Distancia\ Fresnel$$

Para una temperatura del agua de 5°C y frecuencia de operación de 96.8kHz, la distancia de campo lejano que se obtiene es de alrededor de 17cm, y se toma en primer instancia como la mínima profundidad a medir.

Otra consideración que se tuvo en cuenta, refiere al comportamiento oscilatorio del transductor, a través del cual se observa una respuesta transitoria luego de aplicado el tren de pulsos. Esta respuesta enmascara la detección de los ecos e imposibilita su detección. Se observó que la magnitud de la correlación entre el pulso transmitido y el eco, es mayor para profundidades de hasta 0.5m (debido a la respuesta transitoria del transductor) y decae entre 0.5 y 1 metro. En base a estas observaciones se estableció un margen de seguridad para evitar falsas detecciones, y se tomó como cota inicial para las mediciones, una profundidad mínima de 1.5m.

Los resultados iniciales del procesamiento mostraron, como se aclara en la sección 5.3.2, la presencia de un error sistemático en todas las mediciones de profundidad. De forma de estimar el origen de este error, se propuso el estudio de la función de transferencia del transductor, para analizar el retardo que pudiera estar involucrado en la transmisión y en la recepción.

Retardo de grupo

Dada la función de transferencia de un sistema $H(s)$, se puede expresar la respuesta en fase del mismo como

$$\phi(\omega) = \text{arg}\{H(j\omega)\}$$

con $H(j\omega)$ la respuesta en frecuencia.

Se define el retardo de grupo, como el retardo de tiempo que sufre una señal (de determinada frecuencia) a través de un canal con determinada respuesta en frecuencia.

$$\tau_g(\omega) = -\frac{\partial\phi(\omega)}{\partial\omega}$$

Con $\phi(\omega)$ en $[\text{rad}]$ y ω en $[\text{rad}/s]$

Se repite a continuación el esquema de transmisión y recepción a través del transductor. El objetivo del análisis que sigue a continuación es estimar el retardo de grupo de la señal aplicada al transductor, dado por las funciones de transferencia de transmisión (H_T) y recepción (H_R), con $H = H_T \cdot H_R$

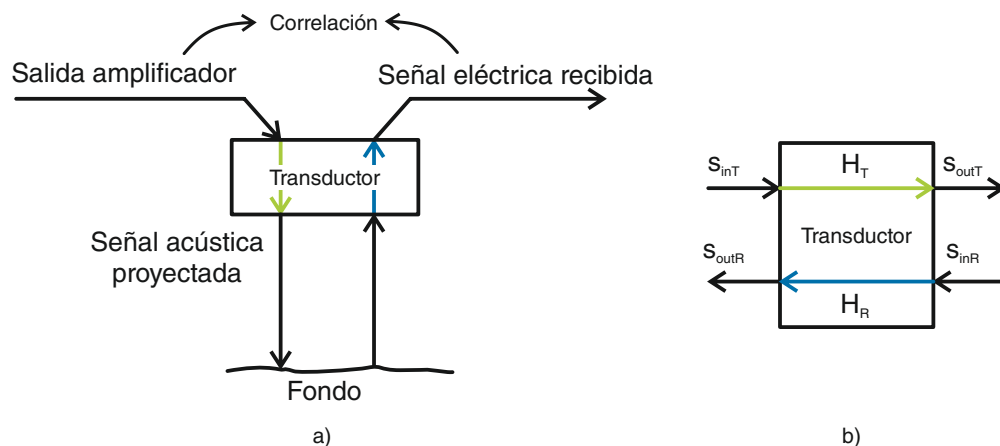


Figura G.1.: a)Diagrama de señales a través del transductor y b)Esquema de funciones de transferencia

La siguiente figura muestra la fase de la función de transferencia de transmisión y recepción del transductor y el retardo de grupo.

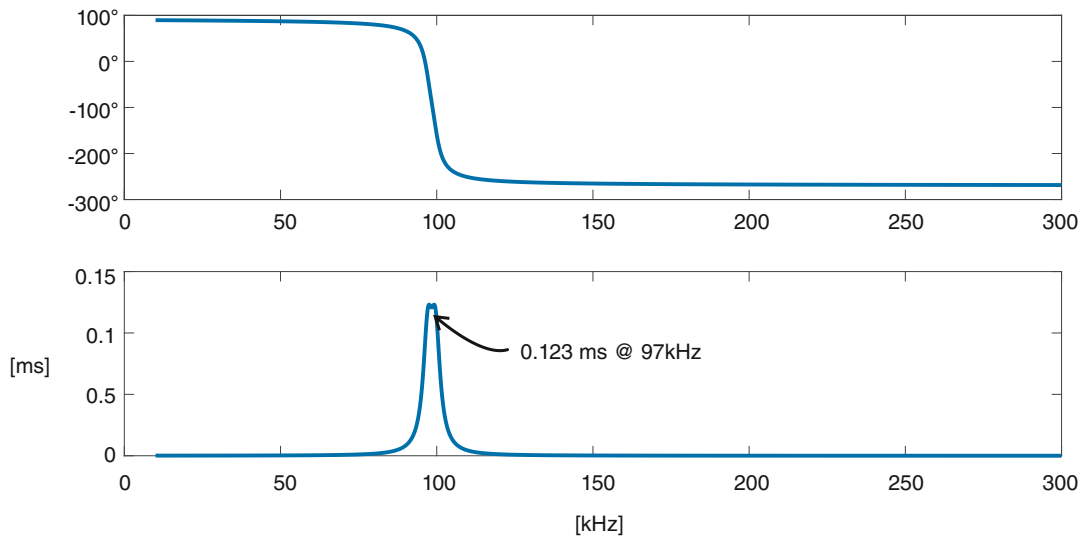


Figura G.2.: Fase de la función de transferencia del transductor $H_R \cdot H_T$, y retardo de grupo

Se observa un pico en el retardo de grupo cercano a la frecuencia de resonancia/operación del transductor (96.8kHz), evidenciando entonces que el tiempo de viaje real entre la superficie del transductor y el lecho de la columna de agua es, en efecto, menor al tenido en cuenta en los resultados de las mediciones.

Un tiempo de retardo extra de 0.123ms corresponde a una distancia “extra” de $0,123ms \cdot 1430m/s = 0,175m$ en las mediciones. (La velocidad del sonido de 1430 m/s corresponde a la velocidad en agua a 5°C). Se concluye entonces, que uno de los aportes al error sistemático en las mediciones se corresponde con este tiempo de retardo consecuencia de la respuesta del transductor.

A continuación se replica la tabla de los resultados finales del Capítulo 5 con las mediciones corregidas, descontando de la medición original la distancia correspondiente al tiempo de retardo. Se evidencia que gracias a esta corrección se pudo mejorar el error absoluto en la medición de profundidad a valores del orden de 1cm en la mayoría de los casos, y que no superan los 10cm. De todas maneras, para una mejor caracterización estadística, es necesario realizar una mayor cantidad de mediciones.

z [m]	2.46	2.56	2.66	2.76	2.86	2.96
Medición original	2.646	2.723	2.827	2.836	3.024	3.058
Desviación original	0.186	0.163	0.167	0.076	0.164	0.098
Medición Corregida	2.471	2.548	2.652	2.661	2.849	2.883
Desviación corregida	0.011	0.012	0.008	0.099	0.011	0.077

Tabla G.1.: Mediciones corregidas teniendo en cuenta el retardo de grupo del transductor.

Además de la fuente de error respecto al retardo generado en el transductor, y presentada en detalle en este anexo, se ha mencionado también en capítulos anteriores que pueden generarse otras fuentes de error en las estimaciones de ciertos parámetros del medio, como ser la temperatura del agua y las componentes de absorción dadas por la salinidad, que repercuten en el cálculo de la velocidad del sonido utilizada posteriormente para obtener la medición de profundidad en función del tiempo de viaje de los ecos.

Se presenta en este anexo un listado de equipos comerciales de tipo “Echo Sounder” para la realización de batimetrías. Se detallan las características técnicas y detalles de operación, y por último un análisis de los puntos a tener en cuenta de forma que, en un trabajo a futuro, pueda ampliarse la evaluación tecnológica llevada a cabo al desarrollo de un equipo comercializable.

CEESCOPE www.ceehydrosystems.com

Especificaciones Generales	
Potencia	Consumo: 7.2W Batería NiMH 10Ah Alimentación externa: 12VDC @2A
Conectividad	GNSS, GPS, GLONASS Bluetooth WiFi UHF
Echo Sounder	0.2 - 200m @ 200kHz 0.75 - 200m @ 33kHz Ancho de pulso: 1-30 ciclos @ 200kHz, 1-20 ciclos @33kHz Precisión 1cm ± 0.1 % profundidad Resolución 1cm Procesamiento: Time Varying Gain



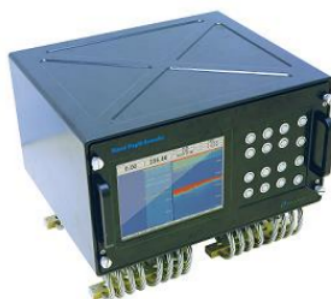
Especificaciones Generales	
Potencia	Consumo: 1.8W Alimentación externa: 12VDC @1A
Conectividad	RS232 RS422 Bluetooth
Echo Sounder	0.3 - 100m @ 200kHz Ancho de pulso: 1-30 ciclos @ 200kHz Potencia de salida transductor: 175W RMS Precisión 1cm ± 0.1 % profundidad Resolución 1cm Procesamiento: Time Varying Gain



Especificaciones Generales	
Potencia	Alimentación externa: 12VDC @5A
Conectividad	Serie ó USB Almacenamiento HDD Display Touch Screen
Echo Sounder	Frecuencia operación: 500Hz a 675kHz Ancho de pulso: 0.1ms a 100ms Profundidad: 0-1000, 2000, 3000, 4000, 8000, 12000 m Precisión 2cm a 1m dependiendo la escala ó ± 0.05 % profundidad

SonarTech Naval Depth Sounder www.sonarbeam.co.kr

Especificaciones Generales	
Potencia	Alimentación externa: 220 VAC Potencia de salida transductor: Max 2kW
Conectividad	Ethernet RS232 Display gráfico
Echo Sounder	Frecuencia de operación: 12, 33, 50, 100, 200kHz 1 - 10000m @ 12kHz 1 - 3000m @ 33kHz 0.5 - 1000m @ 50kHz 0.5 - 500m @ 100kHz 0.3 - 200m @ 200kHz Ancho de pulso: 1-30 ciclos @ 200kHz, 1-20 ciclos @33kHz Precisión: Max \pm 0.01m



MIDAS Surveyor www.valeport.co.uk

Especificaciones Generales	
Potencia	Consumo: 3W Batería Pb 8.4Ah Alimentación externa: 12 - 24 VDC
Conectividad	GPS RS232 Display gráfico
Echo Sounder	0.3 - 100m @ 210kHz 1.8 - 100m @ 33kHz Ancho de pulso: 1-30 ciclos @ 200kHz, 1-20 ciclos @33kHz Precisión: $\pm 0.01\text{m} \pm 0.02\%$ profundidad



CT SYSTEMS Geosounder www.ctsystems.eu

Especificaciones Generales	
Potencia	Alimentación externa: 9-36VDC
Conectividad	GPS RS232 Ethernet
Echo Sounder	Frecuencia de operación: 30, 200kHz



Hi-Target HD-MAX Echo Sounder www.hi-target.com.cn

Especificaciones Generales	
Potencia	Alimentación externa: 10-30VDC / 220 VAC Potencia de salida transductor: Max 500W
Conectividad	Disco SSD RS232 USB Display 17" Salida VGA
Echo Sounder	Frecuencia de operación: 200kHz 0.2 - 600m Precisión: Max $\pm 10\text{mm} + 0.1\%$ profundidad



Características a tener en cuenta

Los equipos detallados comprenden un rango medianamente amplio de aplicaciones ya que, por ejemplo, observando las prestaciones respecto a la profundidad de medición, los rangos máximos van desde los 100m hasta 12000m. Se listan a continuación algunos puntos de interés que se consideran apropiados a tener en cuenta en el desarrollo de un equipo para mediciones batimétricas de rango medio, es decir, no orientado a aplicaciones navales de alta mar:

- Equipo portable y de operación tipo “standalone”.

- Alimentación a través de baterías.
- Geolocalización y datalogging para el registro conjunto de la profundidad y ubicación de forma de poder realizar relevamientos topográficos.
- Inclusión de esquemas de procesamiento adicionales, como ser “Time Varying Gain” (TVG), que permiten la detección e interpretación de objetivos en toda la columna de agua a medir, y no únicamente la medición de profundidad (o detección del fondo).

Bibliografía y Referencias

- [1]M. A. Ainslie. *Principles of Sonar Performance Modeling*. Springer-Praxis, 2010 (vid. pág. 22).
- [2]Nacer Abouchi Alexandre Hfenus Gael Pillonnet. *A phase-shift self-oscillating stereo class-D amplifier for battery-powered applications*. Hal Archives, 2015 (vid. pág. 36).
- [3]Blair Bonnett. *A multi-channel front-end for synthetic aperture sonar*. University of Canterbury, 2010 (vid. pág. 25).
- [4]John Caldwell. *Analog Pulse Width Modulation*. Texas Instruments Precision Designs, 2013 (vid. pág. 34).
- [5]B. Cordell. *Designing Audio Power Amplifiers*. McGraw-Hill, 2011.
- [6]General Electrics. *ICS-1620 Software Development Kit User's Manual*. GE Intelligent Platforms.
- [7]General Electrics. *ICS-1620A Operator's Manual*. GE Intelligent Platforms.
- [8]General Electrics. *ICS-1640 Software Development Kit User's Manual*. GE Intelligent Platforms.
- [9]General Electrics. *ICS-1640A Operator's Manual*. GE Intelligent Platforms.
- [10]Eric Gaalaas. *Class D Audio Amplifiers: What, Why, and How*. Analog Dialogue.
- [11]R. P. Hodges. *Underwater acoustics : analysis, design, and performance of sonar*. Wiley, 2010 (vid. pág. 18).
- [12]Jun Honda y Jorge Cerezo. *Class D Audio Amplifier Design*. International Rectifier, 2008 (vid. pág. 28).
- [13]Jun Honda y Connie Huang. *AN-1135 PCB Layout with IR Class D Audio Gate Drivers*. International Rectifier, 2008 (vid. pág. 41).
- [14]Johan Strydom Jun Honda y Jorge Cerezo. *120W x 6 Channel Class D Audio Power Amplifier using IRS20124S and IRF6645*. International Rectifier.
- [15]Silicon Labs. *Performance Improvements in Class D Audio Amplifiers Using Si824X Audio Drivers*. Silicon Labs, 2010 (vid. pág. 36).

- [16]Qihu Li. *Digital Sonar Design in Underwater Acoustics: Principles and Applications*. Zhejiang University, Springer, 2012 (vid. pág. 18).
- [17]X. Lurton. *An Introduction to Underwater Acoustics: Principles and Applications*. Springer-Praxis, 2002 (vid. págs. 11, 21, 23, 58, 97, 99).
- [18]C. H. Sherman y J. L. Butler. *Transducers and Arrays for Underwater Sound*. Springer Science, 2007 (vid. págs. 6-11, 15, 19, 21, 55).
- [19]R. J. Urick. *Principles of underwater sound. 3d ed.* McGraw-Hill, 1983 (vid. pág. 21).

Web

- [20]The Qt Company. Qt. URL: <https://www.qt.io/> (vid. pág. 44).
- [21]Benthowave Instruments. *Características Transductor BII-7506*. URL: <http://www.benthowave.com/products/Specs/BII-7506%20Graph.pdf> (vid. págs. 15, 22).
- [22]Ainslie y Malcom. *Underlying physics and mechanisms for the absorption of sound in seawater*. 1998. URL: <http://resource.npl.co.uk/acoustics/techguides/seaabsorption/physics.html> (vid. pág. 18).