

DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN AMPLIFICADOR DE CARGA MULTIPROPÓSITO

ANDRÉS M. ALBALAT¹ Y DAVID KADENER¹

¹ Grupo de Investigación en Acústica Submarina, Universidad Nacional de Tres de Febrero, Ingeniería de Sonido, Buenos Aires, Argentina.
aalbalat@gmail.com

Resumen

En este trabajo se desarrolla el diseño, construcción y medición de un amplificador de carga para sensores piezoeléctricos, ya sean acelerómetros ó hidrófonos. El rango de utilización del dispositivo es de 0,1Hz a 200 kHz, con una sensibilidad seleccionable de 7 pasos fijos entre 15mv/pC a 15V/pC. El equipo puede registrar señales de aceleración (presión), velocidad ó desplazamiento de la partícula. También posee la opción de un filtro pasa altos. El equipo funciona a baterías con una autonomía de 8 horas. El diseño se basa en la utilización de amplificadores operacionales con diferentes configuraciones por cada etapa del circuito. Para ello se realizó un circuito impreso con una construcción delicada, ya que al ser este un elemento donde las impedancias utilizadas son del orden de los GΩ en los nodos de entrada, la corriente de la señal es del orden de las corrientes superficiales.

Abstract

In this work, the design, building and measurement of a charge amplifier for piezoelectric sensors is developed, either for hydrophones or accelerometers. The use range is from 0.1 Hz to 200 kHz with a selective sensitivity of 7 fixed steps between 15mv/pC and 15V/pC. The user can choose between acceleration (pressure), speed or particle displacement signals. It counts with a high pass filter. The device is powered by batteries with autonomy of 8 hours. The design is based on the usage of operational amplifiers with different configurations for each circuit stage. It was created a PCB with a delicate construction, since it is a circuit whose impedances used are in the order of GΩ in the input nodes, the signal is in the order of the superficial currents.

Palabras claves: sensor, amplificador, carga, piezoeléctrico, electrónica analógica

Introducción

La mayor parte del desarrollo de los acelerómetros e hidrófonos piezoeléctricos se realizó a comienzos de siglo pasado. Desde ese entonces las mejoras sustanciales en este campo se han hecho en la ingeniería de materiales, como la investigación y aplicación de nuevas cerámicas piezoeléctricas y modelos de las propiedades de un sensor [1]. Los acelerómetros y los hidrófonos son otra consecuencia del desarrollo militar en las guerras del comienzo del siglo XX. Primero se utilizaron en forma pasiva y luego activa, por ejemplo como sonares (hidrófonos activos o proyectores utilizados a su vez con otro hidrófono pasivo).

Los acelerómetros se comenzaron a utilizar para el monitoreo del estado de máquinas industriales vibratorias (compresores, motores, bombas de succión, turbinas), en las industrias del transporte para caracterizar vibraciones en un objeto y en diversas ingenierías para caracterizar vibraciones en un recinto como así también choques e impactos en una estructura o en personas. [2]

Luego los mismos incursionaron en campos de investigación científica como la oceanografía, geología, volcanología, biología como así también en la aplicación directa en diversas ingenierías (industrias del petróleo y gas, ensayos no destructivos, vibraciones, acústica, ambiental, etc). También siguieron desarrollándose en el área militar, pudiéndose mencionar al sistema SOSUS (EEUU, sistema de vigilancia sónica) como un hito técnico-militar de la guerra fría donde los mismos fueron ampliamente utilizados en conjunto con otras disciplinas.

Los materiales piezoeléctricos en estado sólido (del griego piezin: apretar, presionar) tienen la propiedad que al realizarles una presión, generan una diferencia de potencial o una carga eléctrica entre sus superficies. Este fenómeno también se da de forma reversible, es decir, que al aplicársele una tensión al sensor, aparecerá una deformación en el mismo. [3,4]

Desde el transductor, se adquieren señales del orden de los μV hasta los V (según su sensibilidad y nivel de presión) como así también existirá una cierta cantidad de carga como consecuencia de una excitación mecánica sobre el piezoeléctrico. El amplificador de carga deberá tener una sensibilidad en mV/pC , transformando la carga eléctrica sobre la entrada en tensión de salida, para poder guardar la señal en algún tipo de soporte convencional. De no tener este equipo, las mediciones serían descalibradas, poco fiables e irrepetibles [5]. Por otra parte los amplificadores de tensión, tienen una desventaja: necesitan ser calibrados con un pistófono según la impedancia de carga del sensor (el cable) como así también según la impedancia de carga del amplificador (un multímetro o osciloscopio como aparato medidor o registrador) ya que si las condiciones de medición se alteran, se tienen que hacer arreglos para volver a calibrarse o recalibrarse de nuevo en el laboratorio o utilizar nuevamente el pistófono. Lo innovador y destacable del amplificador de carga sobre el amplificador de tensión es que las ganancias de tensión y los acondicionamientos de señal no dependen de la configuración del sistema entero, sino solamente de los componentes del amplificador de carga, aunque este tipo de amplificador sea más robusto.

Transductores piezoeléctricos

Los materiales piezoeléctricos en estado sólido tienen la propiedad que, al realizárseles una presión o al ser estresados mecánicamente, generan una carga eléctrica o una diferencia de potencial proporcional entre sus superficies. Este fenómeno también se da de forma reversible, es decir, que al aplicársele una tensión al sensor, aparecerá una deformación proporcional en el mismo (efecto inverso) [3]. Este efecto se da en un cierto grupo de estructuras cristalinas sólidas [6].

Un sensor-transductor de vibraciones a tensión eléctrica es un acelerómetro, mientras que de igual manera a un sensor-transductor de sonidos bajo el agua se lo llama hidrófono. El sensor del amplificador será un acelerómetro o hidrófono piezoeléctrico. Entendiendo que la impedancia mecánica Z_m de un elemento piezoeléctrico es la razón entre la fuerza y la

velocidad sobre el elemento, se tendrá que la impedancia de un transductor piezoeléctrico es:

$$Z_m = R_m + j \left[\omega L_m - \frac{1}{\omega C_m} \right] \quad (1)$$

Donde R_m es la resistencia de las pérdidas mecánicas-disipativas, L_m es la masa efectiva, C_m es la compliancia del material y ω es la frecuencia angular definida como $\omega = 2\pi f$, siendo f la frecuencia a la cual se excita al sensor. De esta ecuación se puede ver que esta impedancia tiene una parte real y una compleja; dicho de otro modo, una resistencia mecánica y una reactancia mecánica.

Hay una relación de transformación electromecánica f por el cual esta impedancia mecánica se puede ver como una impedancia mecánica eléctrica del transductor y una capacitancia eléctrica entre los bornes del sensor. [6]

Estas características del material se pueden resumir utilizando la teoría de circuitos electro-mecano-acústicos desarrollada por Beranek [8] mediante el siguiente circuito equivalente de la figura 1.

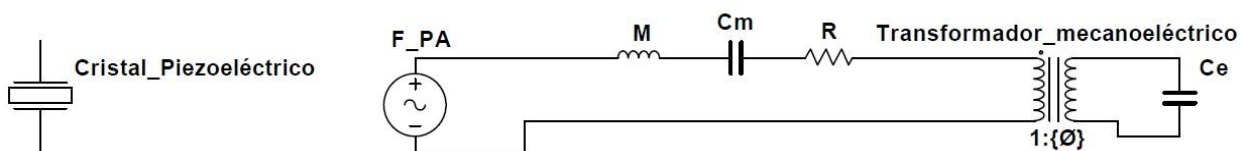


Figura 1. Símbolo electrónico de un cristal piezoeléctrico (izquierda) y su circuito equivalente (tipo impedancia, derecha). La fuente es un generador de fuerza, cuyo valor depende de la presión sobre la superficie del cristal y el área del mismo. El cristal tendrá una masa M , una compliancia C_m y una resistencia mecánica en serie R . También un factor de conversión mecano-eléctrico \emptyset y una capacidad eléctrica entre bornes C_e .

Se asume a esta parte mecánica del sensor como una compliancia y una masa amortiguada por una resistencia. Este circuito tendrá una resonancia serie (máxima transferencia de fuerza ó presión a la carga) y otra tipo paralelo (máxima transferencia de velocidad a la carga) por cada frecuencia de resonancia del cristal. Por cada una de ellas habrá distintos valores de las constantes M , C_m y R . Esto es una simplificación del análisis clásico de los sensores piezoeléctricos, el cual debería considerarse como un sistema real espacialmente distribuido y no concentrado en elementos discretos como lo es un circuito electrónico [9, 10].

La respuesta en frecuencia de los acelerómetros y los hidrófonos varía mucho según su aplicación y tamaño del transductor. Se tienen valores desde 0,1 Hz a 400 KHz para un hidrófono y 0,08 Hz a 10 KHz en un acelerómetro. Para un hidrófono se tienen valores entre 0,03 – 0,44 pC/Pa [11-16] como sensibilidad de carga, mientras que para un acelerómetro el rango está entre 0,01 a 1.000 pC/g. De aquí el problema de convertir una señal de carga en pC a una señal de tensión en volts y por esto el nombre de amplificador de carga para este trabajo. Como referencia de niveles de señal altos, según fuentes de la NOAA [17] y Au [7] se tiene: 188 dB re 1 uPa a 1 m como el nivel de una vocalización de una ballena azul, 190 dB re 1 uPa a 1 m como el paso de un buque petrolero tipo Supertanker y 210 dB re 1 uPa a 1 m un sismo oceánico. La vocalización generaría 301,4 pC en la salida del transductor B & K 8103, el cual se utilizará como referencia para este trabajo.

Funcionamiento del amplificador de carga

Los transductores piezoeléctricos desarrollan una señal de carga y de tensión al ser excitados mecánicamente. Por ende, los mismos pueden conceptualizarse como una fuente de carga o una fuente de tensión, cada una con sus características particulares.

Por otra parte, una capacidad parásita se generará entre un par de conductores eléctricos en un cable cualquiera, en este caso entre las conexiones de salida del transductor y su siguiente equipamiento eléctrico conectado (amplificador en este caso). Esta capacidad de derivación de corriente no deseada (shunt capacitance en inglés) sobre la salida del transductor deberá ser tenida en cuenta, ya que formará un filtro con la resistencia del cable en el peor de los casos, alterando la señal captada. También reducirá la sensibilidad del sistema, debido al divisor capacitivo formado entre la capacidad del transductor C_E y la capacidad parásita C_S , si es que se usa el transductor como una fuente de tensión [18]. Esta capacidad parásita depende de la longitud del cable utilizado y otros acoplamientos capacitivos parásitos. Esto se representa en las figuras 4 y 5.

La transferencia y la sensibilidad del sistema sensor-cable no cambian al sumar la capacidad parásita en la fuente tipo carga [18]. Como la sensibilidad es mayor en la configuración de carga, debido a que toda la carga generada por el transductor queda almacenada en los dos capacitores en paralelo con el amplificador y no en serie, distribuyéndose la tensión entre las capacidades, se eligió la configuración de carga con su respectivo amplificador de carga a desarrollar. El mismo estará conectado próximo a esta tensión en los bornes de salida de la figura a.

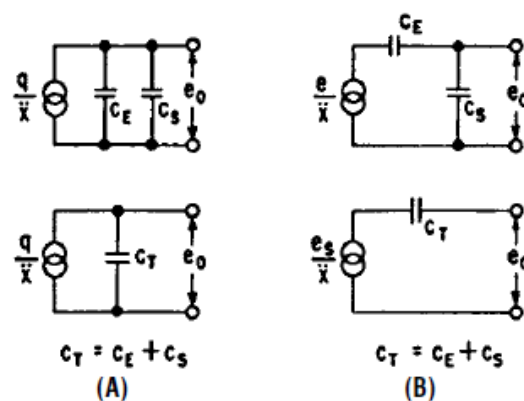


Figura 2. Circuitos equivalentes de un sensor piezoeléctrico con una capacidad parásita C_S (por shunt) y una capacidad C_E propia del transductor. E_0 es la tensión en bornes del transductor. A) Sensor piezoeléctrico (doble círculo) con una sensibilidad q/x (carga por aceleración). B) Sensor piezoeléctrico (doble círculo) con una sensibilidad e_s/x (tensión por aceleración) [11]

Los amplificadores de carga son circuitos que presentan la impedancia de un capacitor en su entrada, siendo esta de un valor alto a bajas frecuencias; no amplifican la carga sino que funcionan como convertidores carga-tensión, ofreciendo una impedancia de salida baja. Al tratarse de impedancias de alto valor, cabe destacar que necesitan de cables apantallados entre el sensor y la entrada ya que son muy sensibles al ruido por pequeñas corrientes.

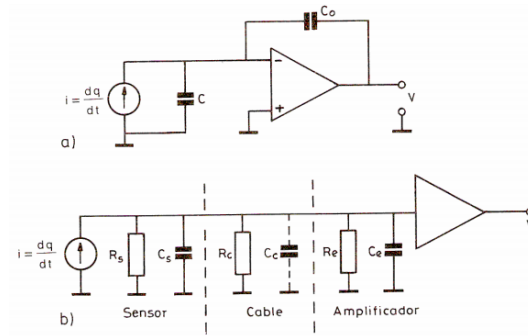


Figura 3. Configuraciones de amplificador para un transductor piezoeléctrico. A) Amplificador de carga y B) Amplificador de tensión conectados a un sensor piezoeléctrico como fuente de corriente

La corriente eléctrica se define como la derivada de la carga eléctrica respecto al tiempo. Los sensores piezoeléctricos, generan una señal de carga eléctrica, como así también de tensión. Un sensor piezoeléctrico genera una carga Q_i entre sus bornes al ser excitado, con su respectiva capacidad C_s y resistencia interna R_s del sensor. El cable de conexión tiene una capacidad C_c y la capacidad de entrada del amplificador de carga una capacidad C_a con una resistencia interna R_a .

Estas impedancias se muestran en la figura 9 a) mientras que en la figura 9 b) se muestra un circuito equivalente con la fuente piezoeléctrica como una fuente de corriente.

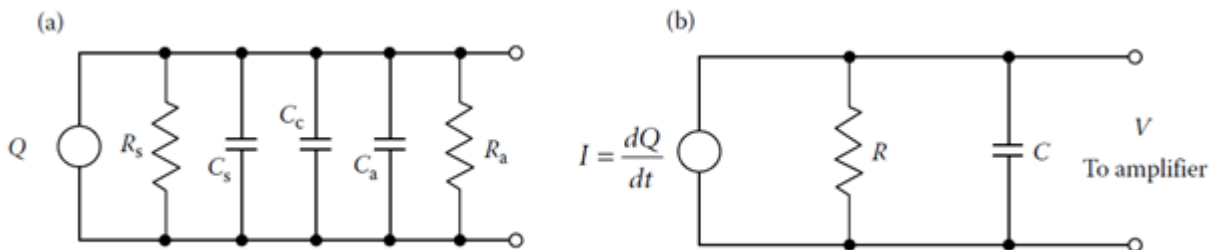


Figura 4. Impedancias del sensor, cable y amplificador. En la figura a) la fuente piezoeléctrica es una fuente de carga con una resistencia de fuente R_s y una capacidad C_s , seguido de una capacidad parásita del cable C_c y una impedancia de entrada del amplificador C_a y R_a . Las mismas se muestran simplificadas en la figura b) pero con una fuente de corriente. [19]

Se suele interpretar de esta manera para ver la enorme impedancia de salida de la fuente [20]. Considerando que s es la frecuencia compleja $j\omega$, la tensión de salida al amplificador de la figura 9 b) es:

$$V = I \frac{R}{1 + sRC} = Q_i \frac{sR}{1 + sRC} \quad (2)$$

Para poder almacenar la mayor cantidad de carga posible generada por el sensor, el amplificador de carga debe tener una impedancia de entrada suficientemente baja en comparación con las otras impedancias del circuito. Un amplificador ideal de este tipo, que se muestra en la figura 10, tiene una masa virtual en el pin inversor del A.O. o en su entrada siempre que la ganancia del amplificador A_m se mantenga alta en aquellas frecuencias de operación. Al haber una tensión desarrollada en la entrada del A.O, se generará una

corriente por el lazo de realimentación que cargará al capacitor de realimentación C_f , compensando así esta diferencia de tensión y por ende la misma carga desarrollada en el capacitor equivalente en la entrada, ya que el A.O. intentará lo más posible en mantener la entrada diferencial en 0 Volts [20].

En la salida a circuito abierto de este tipo de transductor capacitivo y emisor de carga, se tiene una tensión igual a la carga presentada sobre el sensor producto de la excitación, sobre la capacidad del capacitor en la realimentación, siempre operando dentro del rango de frecuencias de funcionamiento del integrado. Aplicándose el teorema de Miller o haciendo un análisis más desarrollado y utilizando las ecuaciones propias del funcionamiento del A.O, se obtiene la ecuación de transferencia:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-Q_i}{C_f + \frac{C + C_f}{A_m}} \frac{1}{V_i} = \frac{-Q_i}{C_f + \frac{C + C_f}{A_m}} \frac{C}{Q_i} \approx -\frac{C}{C_f} \quad (3)$$

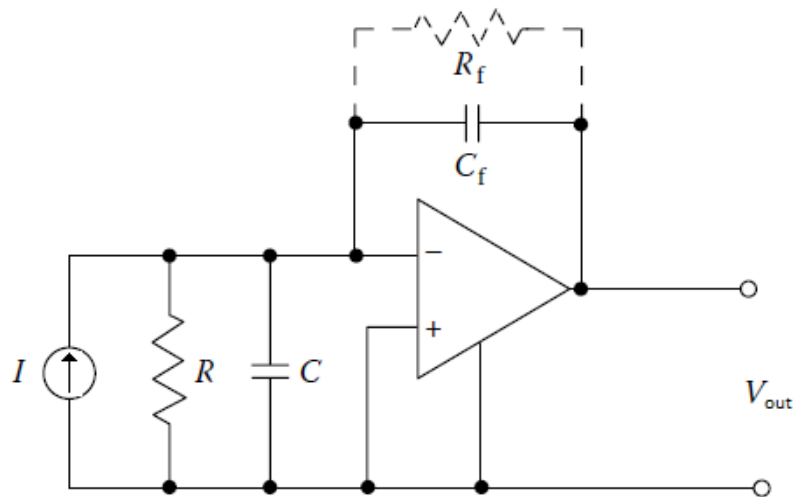


Figura 5. Amplificador de Carga ideal. La resistencia equivalente del sensor, cable y amplificador es R y C la capacidad equivalente de este conjunto. C_f y R_f son la capacidad y resistencia de realimentación respectivamente. [21]

Siendo C la capacidad equivalente de la suma de las capacidades del sensor C_s , del cable C_c y de la capacidad de entrada del amplificador C_a y C_f la capacidad del capacitor de realimentación [20-23]. Si bien esta ecuación es importante, no deberíamos dejar de lado otra ecuación de transferencia con otro punto de vista, con la carga como entrada al amplificador y una tensión de salida como producto de la transformación carga-tensión por parte del operacional:

$$A_Q = \frac{V_{out}}{Q_i} \approx \frac{1}{C_f} \left[\frac{mv}{C} \right] \quad (4)$$

La cual llamaremos ganancia capacitiva. Esta ecuación también nos expresa la sensibilidad del amplificador, que se suele expresar en milivoltios ó Voltios por Coulombs. Cuanto menor sea este capacitor, mayor será la ganancia o sensibilidad.

La primera conclusión de estas ecuaciones es que las ganancias del sistema y la sensibilidad del amplificador de carga ideal, mientras la ganancia del operacional sea alta, van a depender netamente del capacitor de realimentación, sin importar las capacidades del sensor y las parásitas del cable. Si C_f es muy pequeña (en busca de una alta sensibilidad) en comparación con la capacidad del cable, la ganancia puede verse alterada. Por este motivo, C_f debe tener alta estabilidad con la frecuencia y pocas corrientes de fuga o un alto valor de resistencia de pérdidas y un coeficiente de absorción dieléctrico bajo, además de un apantallamiento electroestático para reducir las capacidades parásitas. Se recomiendan el

uso de capacitores de politetrafluoroetileno (PTFE más conocido con el nombre comercial de Teflon), polipropileno ó poliestireno. De mismo modo, el material de la plaqueta a utilizar debe ser un dieléctrico de alta calidad como los mencionados anteriormente (aunque son de costo elevado). A modo de ejemplo unos 10V de la fuente de tensión que estén en un pin del A.O. inducen 10pA de corriente en la entrada de este, a través de una resistencia de aislación de 1TΩ, la cual fácilmente puede ser mayor que la corriente medida por el sensor. Estas deben ser limpiadas con alcohol y secadas con un secador de aire comprimido. Después de la limpieza, a la plaqueta se le debe agregar una capa de epoxy o goma siliconada para prevenir contaminación sobre las pistas.

Ahora bien, este circuito tiene problemas. A baja frecuencia, el capacitor cargado es un circuito abierto y no ofrece un camino de realimentación negativa, con lo que un mínimo tensión de offset en la entrada (producto del tensión y corriente de offset del A.O.) generará un error en forma de rampa respecto al tiempo en la salida. Una vez cargado el capacitor, la salida se satura positiva o negativamente, permaneciendo así indefinidamente. Para ser práctico, debe colocarse una resistencia de realimentación Rf.

A bajas frecuencias, el resistor Rf genera un camino para la realimentación de continua, lo cual disminuye la ganancia. A altas frecuencias la reactancia del capacitor se vuelve menor con lo que el efecto de la resistencia de realimentación se ve disminuido [19-25]. Esto forma un pasa-altos con una constante de tiempo CfRf, que funcionará a la par del otro pasa-altos en la entrada producto de R y C

De la fórmula 7 se deriva que:

$$\frac{V}{Q_i} = \frac{sR}{1 + sRC} \quad \text{ó} \quad \frac{V}{Q_i} = \frac{1}{C} \frac{sRC}{1 + sRC} \quad (5)$$

Las respectivas frecuencias de corte inferior serán llamadas Fla (frecuencia de corte inferior del amplificador) y Flin (frecuencia de corte inferior de la entrada):

$$Fla = \frac{1}{2\pi Rf Cf}; \quad Flin = \frac{1}{2\pi RC} \quad (6)$$

Una de estas dos frecuencias de corte será el polo dominante y limitará en baja frecuencia la respuesta del amplificador.

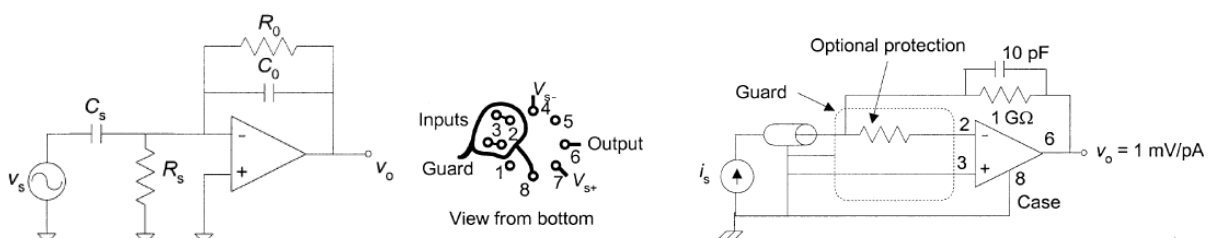


Figura 6. A) Circuito equivalente para un sensor piezoeléctrico como una fuente de tensión conectado a un amplificador de carga. Cs y Rs son la capacidad y la resistencia de la fuente piezoeléctrica y Ro y Co la resistencia y la capacidad de realimentación. B) Dibujo de una pista ó anillo de guarda entre las entradas y la carcasa del A.O. C) Diagrama esquemático de un amplificado de carga con anillos de guarda [26]

La elección de la resistencia de realimentación Rf resulta a menudo problemática debido a que suele tener valores altos, además de necesitar una guarda especial de protección

contra las corrientes de entrada parásitas o de fuga, que se dan de forma superficial. A sus efectos, todos los terminales sensibles a la señal deben poseer un anillo de guarda alrededor, realizándose una pista conductora en ambas caras de la plaqueta para aislarse de estas corrientes. Este se debe conectar a masa ó a la carcasa del A.O. Todos estos detalles se pueden ver en la figura 11 B) y C). Si se quiere tener una alta sensibilidad al bajar la capacidad de C_f manteniendo la frecuencia de corte, se debe aumentar el valor de R_f . De esta manera, el circuito equivalente con una fuente de tensión se muestra en la figura 11 A). Se recomienda utilizar resistencias encapsuladas en vidrio debido a que la humedad aumenta el valor de esta.

Una variante a este circuito es el que se muestra en la figura 12. Dentro de la línea punteada de la figura 12 A) se puede visualizar el sensor, generando una señal de carga q_p con una capacidad C_p y una resistencia interna R_p . A continuación existe una capacidad parásita C_c producto del cable conector y una resistencia de entrada R_i limitando la corriente de entrada del amplificador. Esta resistencia se utiliza frente a posibles altas tensiones por parte del sensor como así también frente a contactos accidentales (tensiones altas como descargas electroestáticas). El valor de R_i está entre 100Ω y $10 \text{ k}\Omega$. Como contrapartida, esta resistencia limita la respuesta en altas frecuencias más que la ganancia a lazo cerrado A_d o la resonancia del sensor en algunos casos, formando en conjunto con C_p y C_c un filtro pasa bajos con frecuencia de corte f_H [21, 26].

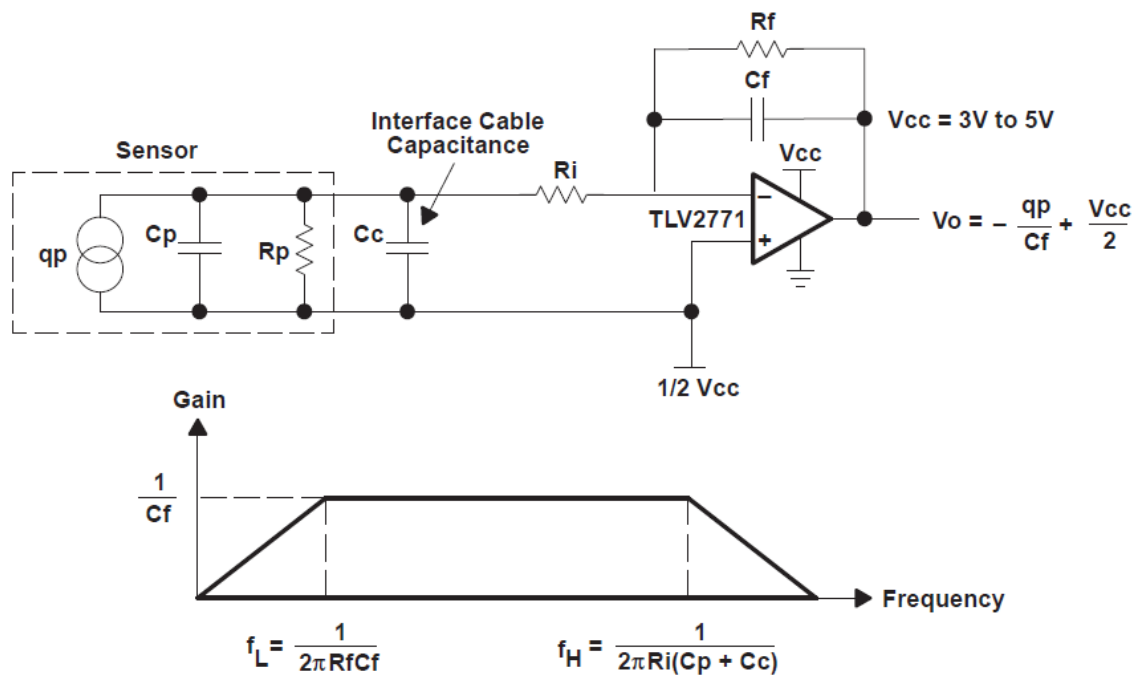


Figura 7. A) Amplificador de carga con resistencia en serie limitadora de corriente R_i . La carga desarrollada por el sensor es q_p , mientras que C_p y R_p son la capacidad y la resistencia interna de la fuente respectivamente. C_c es la capacidad parásita del cable y R_f y C_f son la resistencia y la capacidad de realimentación. La salida está montada sobre la mitad de la tensión de continua V_{cc} . B) Respuesta en frecuencia como ganancia capacitiva del circuito; notar que es inversamente proporcional a C_f , con frecuencias de corte f_L y f_H [21].

La tensión de offset se puede calcular según Pallas-Areny como:

$$V_0 = (V_{i0} + I_{os}R_p)(1 + \frac{R_0}{R}) \quad (7)$$

Donde V_{i0} es la tensión de offset de entrada, I_n es la corriente de offset, R es la resistencia paralelo $R_s//R_c$, R_0 la resistencia de realimentación, R_p es la resistencia paralelo $R//R_0$, I_n es la corriente de entrada por la entrada inversora y I_p la corriente de entrada propia de la entrada no inversora. Estas dos últimas también son llamadas corrientes de base.

El circuito con las fuentes de tensión y corriente de offset se puede ver en la figura 13 [22, 26, 27]. C_p reduce el ruido térmico de R_p . Si se incrementa R_0 manteniendo fija C_0 , el polo del filtro pasa altos se acerca a 0Hz, lo cual, si bien aumenta el ancho de banda utilizable, aumenta el offset.

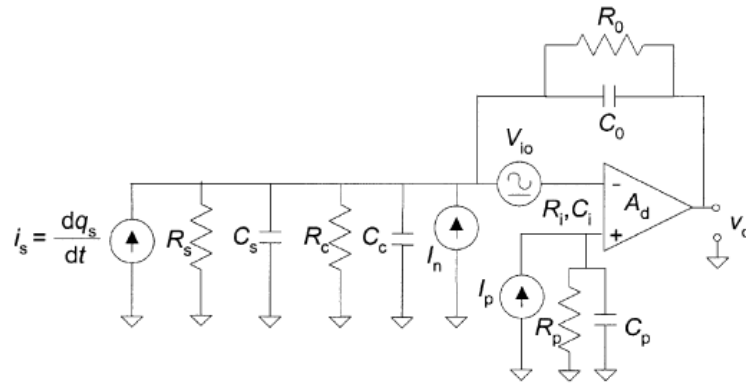


Figura 8. Amplificador de carga con fuentes de error cero o fuentes de offset [26].

Controlar la tensión de offset en la entrada es importante, ya que además de disminuir el rango dinámico, es una señal de continua que con el paso del tiempo, llevará al capacitor de la realimentación a la saturación. Este integra los errores de continua en la entrada como así también la señal de carga, con lo que la salida no sigue a la entrada en su totalidad. Por este motivo no solamente hay que tener una realimentación de continua en este circuito sino que el operacional no debe tener ni una tensión ni una corriente de offset alta. Otro error se produce por la corriente de polarización de entrada I_b , la cual al fluir por la enorme resistencia del sensor, va a generar una rampa en la salida al no haber realimentación. Una I_b de 10 nA al circular sobre la resistencia de un sensor piezoeléctrico de baja impedancia, en este caso $1M\Omega$, genera 10 mV en la entrada del A.O.

Requerimientos

El primer acondicionamiento de la señal lo realizará el amplificador de carga, para poder trabajar en las etapas siguientes con una señal de tensión y no de carga. Luego deberá ir otra etapa de amplificación con integración simple o doble según la función o modo de operación (aceleración ó lineal, velocidad, posición). Después se deberá disponer de una etapa amplificadora con ganancia a pasos fijos, de modo de manejar valores de tensión no muy bajos (que se obtendrán a la salida del instrumento) para luego poder procesar la señal o guardarla.

La ganancia de pasos es importante y debe estar calibrada de modo de tener una mejor documentación del sistema de medición y así poder calcular niveles absolutos (dB SPL re 1 uPa de nivel de presión sonora subacuático ó g de aceleración). Se deberán convertir las tensiones de 2 baterías a las tensiones de ± 5 V.

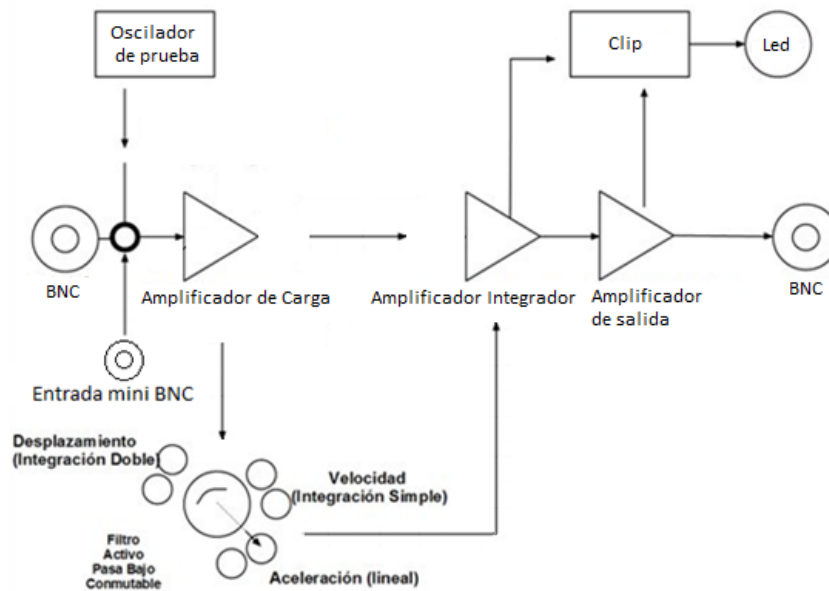


Figura 9. Diagrama en bloques del amplificador.

Amplificador de carga

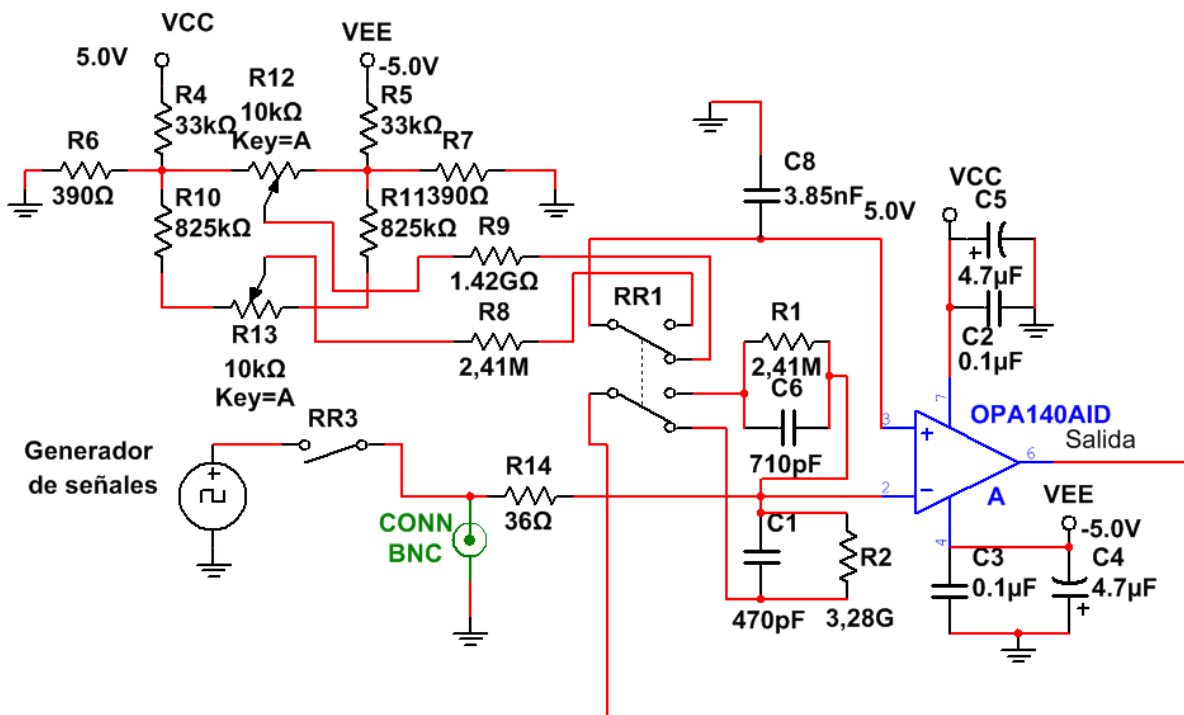


Figura 10. Amplificador de carga con selector de entradas. La entrada es seleccionable entre la entrada de sensor ó la entrada del generador interno de carga. El subíndice x en RRx indica el número de Reed Relay.

En la entrada, mediante un aislamiento de varios TΩ proporcionados por el Reed Relay RR3 se podrá elegir entre la señal de carga generada por el sensor piezoeléctrico, o al generador de onda cuadrada. El RR3 puede cambiar al mismo tiempo la impedancia del lazo de realimentación y la red de cancelación de offset en la entrada no inversora. Los pares RC en la red de realimentación se eligieron de tal manera que haya una primera configuración, de

rango corto (con frecuencia de corte de -3dB en 95Hz; C1 con R2) y otra activando el reed relay de rango amplio mediante el par R1-C6 (con frecuencia de corte de -3 dB en 0,1Hz) y con una ganancia de 14,7 dB y 18,7 dB respectivamente. Ambas configuraciones no tienen inconvenientes en llegar a los 200 kHz en estos niveles de ganancia. Expresada de otra manera, la sensibilidad es de 2,1mV/pC y 1,9mV/pC respectivamente. La resistencia R14 se utiliza para proteger al dispositivo de corrientes generadas por la excitación del piezoeléctrico a la frecuencia de resonancia. El arreglo de resistencias visualizado en la parte superior izquierda de la figura 17 se utiliza para corregir los errores de DC del amplificador.

Se eligió al amplificador operacional (A.O.) OPA 140, por baja corriente de offset y de polarización ($\pm 0.5\mu\text{A}$ TYP), como así también baja corriente de ruido ($0,8 \text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$). Este A.O. es lo suficientemente rápido (Slew Rate 20V/ μS) para lograr una salida sin distorsión, también considerando el producto ancho de banda por ganancia requerido y suministrado (11MHz).

Al principio se realizaron algunas pruebas preliminares del amplificador de carga con resultados adversos, debido a que las corrientes superficiales circulantes entre los pines del amplificador generaban una diferencia de tensión en la entrada. Debido a esto, la salida derivó en una de las dos tensiones de alimentación. Este fenómeno se da en función de que la corriente de la señal fluye por impedancias muy grandes del orden de los 20G Ω en el lazo de realimentación y 2 G Ω en la impedancia del sensor.

Para disminuir las corrientes de superficie de la plaqueta y las impedancias parásitas (sobre todo las capacidades), se optó por realizar un circuito impreso del amplificador de carga, separando la misma en dos sectores. En cuanto a la implementación, se evitó el contacto de los componentes con la superficie de la plaqueta en todo lo posible, en aquellos puntos de alta impedancia, sobre todo en las entradas del operacional. Se realizó un plano de masa para disminuir el ruido electroestático y perforaciones en las plaquetas para unir la masa de la plaqueta principal con los planos de masa de las plaquetas de R2 y R9 con un cable fino y corto. Toda corriente parásita que circule por alguna de las impedancias de alto valor, generará una tensión errónea en las entradas del operacional, ya sea una corriente de ruido o una corriente continua, ya que las corrientes provenientes de la señal también son de bajo valor, del orden de los nA.

Se realizaron dos amplificadores integradores, utilizando el operacional OPA140, con frecuencias de corte de 1 ó 10 Hz, con una ganancia de 20 dB cada uno. Mediante el uso de los A.O. OPA37GP y LT1632 se realizaron dos amplificadores de ganancia, de diferentes ganancias de pasos fijos entre 10 a 60 dB. También un detector de clip y unos conversores de CC-CC tipo boost (MAX 641 y MAX 637). Las baterías son de litio.

Resultados

Primero se midió la respuesta en frecuencia de las dos configuraciones del amplificador de carga, utilizando en la entrada una impedancia de 2,5G Ω en paralelo con 3,85nF para todas las mediciones (la misma que el hidrófono B & K 8103). La figura 11 muestran los resultados utilizando R1 y C6 en el lazo de realimentación y la figura 12 muestran los resultados utilizando R2 y C1 en el lazo de realimentación.

De esta manera la respuesta en frecuencia queda especificada como 92Hz-200kHz, +0.05/-2,92dB (referencia 16kHz) mientras que para el par R2-C1 la misma queda especificada como 0.1Hz-200kHz, +0/-9,89dB (referencia 8kHz). La tensión en 1kHz cae 3,03 db respecto a la tensión en 8kHz (máxima), mientras que a 200kHz cae 9,89dB. De esta forma la respuesta en frecuencia para el par R2-C1 queda especificada como 0,1Hz-200kHz, +0.07/-3,12dB (referencia 3,26 kHz). En ambos casos la tensión de offset no superó los 10 mV.

R1-C6

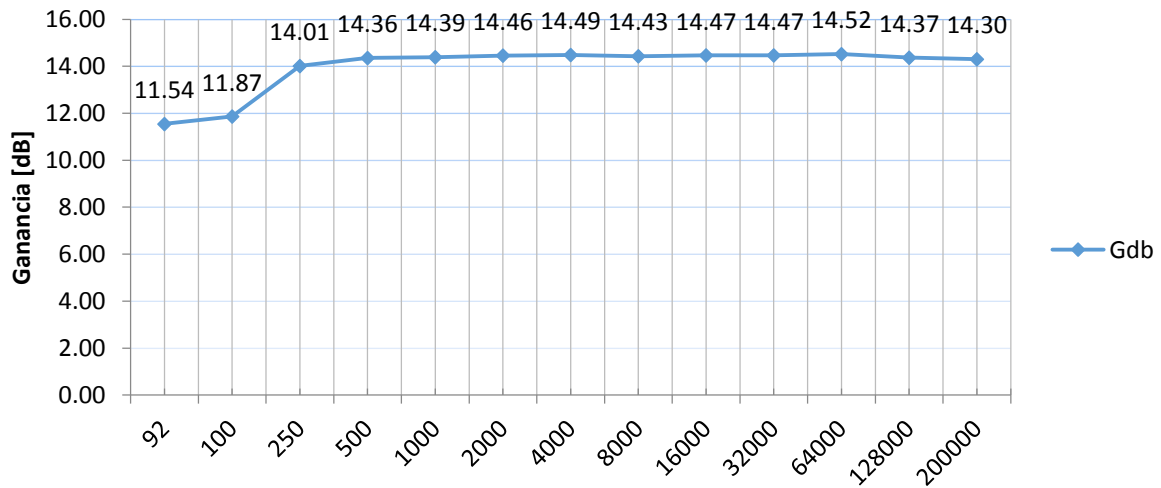


Figura 10. Gráfico de la respuesta en frecuencia del amplificador de carga utilizando las impedancias R1 y C6.

R2-C1

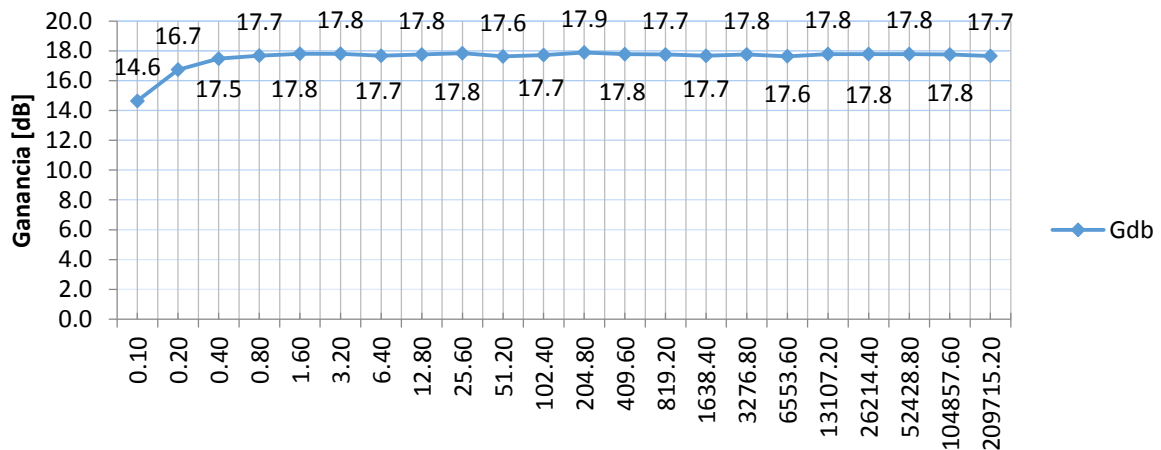


Figura 10. Gráfico de la respuesta en frecuencia del amplificador de carga utilizando las impedancias R2 y C1 en la realimentación.

La distorsión se pudo especificar utilizando tonos de prueba dentro del rango de audio. La respuesta en frecuencia del distorsímetro GAD-201G de la marca GW Instek es de 20Hz-200kHz ± 1 dB y posee una distorsión residual menor al 0,03% incluyendo ruido y hum (50Hz). El rango de medición de la distorsión también es de 20Hz-200kHz. Los resultados se muestran en las tablas 7 y 8. THD+N son las siglas en inglés de Distorsión Armónica Total más Ruido. Estos resultados se muestran en la tabla 1.

Tabla 1. Distorsión porcentual más ruido del amplificador de carga utilizando las impedancias R2-C1 y R1-C6 en la realimentación. SD indica sin datos, ya que no se midieron a esas frecuencias.

	R2-C1	y R1-C6
f [Hz]	THD +N %	THD +N %
20	0.43	SD
32	0.42	SD
63	0.42	SD
125	0.42	SD
250	0.42	SD
500	0.42	0.275
1000	0.42	0.29
2000	0.42	0.32
4000	0.42	0.31
8000	0.42	0.322
16000	0.44	0.34
20000	0.42	0.33

Los resultados de los amplificadores integradores y los amplificadores de ganancia mostraron un desvío máximo de 0,5dB de los resultados estipulados de forma teórica.

Conclusiones

Se logró construir y probar el funcionamiento de un dispositivo comprendido por tres clases de amplificadores: un amplificador de carga, dos amplificadores integradores y dos amplificadores de ganancia. Un punto clave para el correcto funcionamiento del amplificador de carga fue el cuidado del armado, diseño de circuito impreso y aislación de los componentes de alta impedancia. No se necesitó de máquinas especiales o complejas para su construcción. Los resultados de las mediciones de THD + N muestran que es necesario una jaula de Faraday para disminuir el ruido, ya que el requerimiento de la relación de señal a ruido no se cumple, lo cual también se debe a la pobre sensibilidad del hidrófono 8103.

Los resultados de las demás etapas muestran un error menor a 0,5dB en todos los casos, lo cual no es significativo y se encuentra en un rango más que tolerable. La ganancia total de 78 dB en pasos, hace posible el uso de diferentes sensores con diferentes valores de capacidad y sensibilidad. En cuanto al costo del mismo, este desarrollo plantea una opción sensiblemente menor que aquellos amplificadores acondicionadores de señal de carga pertenecientes a marcas con larga trayectoria. La comparación se realizó con productos de características similares, con igual o mejores prestaciones que el que se expone en este trabajo. Se debe continuar realizando otra serie de mediciones sobre el equipo (con otros instrumentos y en un ambiente libre de ruido) para poder compararse más y mejor con las hojas de datos de los productos de la competencia.

Como conclusión final es posible ratificar que se desarrolló un amplificador de carga acondicionador de señal para sensores piezoeléctricos, es decir acelerómetros e hidrófonos, de bajo costo y con una respuesta aceptable entre 0,1Hz a 200kHz.

Agradezco a David Kadener, quien me guió a lo largo del trabajo y a la UNTREF que dispuso de sus laboratorios para realizar las mediciones.

Referencias

1. P.L. Walter, Review: Fifty years plus of accelerometer history for shock and Vibration, Engineering Department Texas Christian University, (1999)
2. J. Doescher, Accelerometer Design & Applications, Analog Devices, (2005).
3. W.G. Cady, Piezoelectricity An Introduction to the theory and applications of electromechanical phenomena in crystals, Dover, Nueva York (1964).
4. A. Safari, E.K. Akdogan, Piezoelectric and Acoustic Materials for Transducer Applications, Springer, Nueva York (2008).
5. Endevco, Ask the expert Charge Amplifiers, <https://endevco.com/ask-the-experts/what-is-a-charge-amplifier-and-why-do-i-need-one/>.
6. Channel Industries Inc, Piezoelectric Ceramics, Channel Industries Inc (sin año).
7. W.W.L. Au, M.C. Hastings, Principles of Marine Bioacoustics, Springer, Nueva York (2008).
8. L. Beranek, Acústica, Editorial Hispanoamericana S.A., Buenos Aires (1961).
9. R. J. Bobber, Underwater Electroacoustic Measurement, Peninsula Publishing, Los Altos (1988).
10. Miodrag Prokic, Piezoelectric Converters Modelling and Characterization, <http://www.mpi-ultrasonics.com/content/part-1>.
11. Brüel & Kjaer, Product Data: Hydrophones – Types 8103, 8104, 8105 and 8106, BP 0317 – 19, Brüel & Kjaer (2007). <http://www.bksv.com/Products/transducers/acoustic/hydrophones/8103>
12. Reson, Catalogue: Standard Transducers and Hydrophones, Version CAT13999-1, Reson (2011).
13. Teledyne Reson, Broadband Reference Hydrophones, Teledyne Reson (2015).
14. Cetacean Research Technology, SQ26-01 Hydrophone, <http://www.cetaceanresearch.com/hydrophones/sq26-01-hydrophone/index.html>
15. Sensor Technology Limited, SQ01 General Purpose & Research Hydrophone, <http://www.sensortech.ca/userfiles/file/SQ01.pdf>
16. J. Barlow, R. Shannon, S.A. Dawson. A Guide to Constructing Hydrophones and Hydrophone Arrays for Monitoring Marine Mammal Vocalizations. NOAA Technical Memorandum NMFS. Estados Unidos (2008).
17. NOAA, Understanding Ocean Acoustics, <http://oceanexplorer.noaa.gov/explorations/sound01/background/acoustics/acoustics.html>
18. A.G. Piersol, T.L. Paez, Harri's Shock and Vibration Handbook, Mc Graw Hill, New York (2010)
19. J. G. Webster, H. Eren, Measurement, Instrumentation, and Sensors Handbook, CRC Press, Boca Raton (2014)
20. E. Bartolomé, Signal Conditioning for piezoelectric sensors, Texas Instruments Incorporated, 1 Q 2010 (2010)
21. J. Karki, Signal Conditioning Piezoelectric Sensors, Application Report SLOA033A, Texas Instruments, (2000)
22. A. Malvino, Principios de Electrónica Cuarta Edición Revisada, McGraw-Hill, Madrid (1991)
23. P. Horowitz, W. Hill, The Art of Electronics Second Edition, Cambridge University Press, Cambridge (1989)
24. N. Storey, Electronics: A system approach Fourth edition, Pearson Prentice Hall, Harlow (2009).
25. R. Boylestad, Introducción al Análisis de Circuitos Décima Edición, Pearson, Prentice Hall, Naucalpán de Juárez (2004)
26. R. Pallás Areny, Sensores y acondicionadores de señal, Marcombo, Barcelona (1994)
27. W.G. Jung, Op Amp Applications, Analog Devices, Estados Unidos (2002)