

**PONTIFICIA UNIVERSIDAD
CATÓLICA DEL PERÚ**

Escuela de Posgrado



Diseño e implementación de un acondicionador de señales
para acelerómetros piezoeléctricos con circuito electrónico
integrado (IEPE)

Tesis para obtener el grado académico de Magíster en Física Aplicada
que presenta:

Hugo Carlos Eduardo Pratt Linares

Asesor:

Jorge Nestor Moreno Ruiz

Lima, 2023

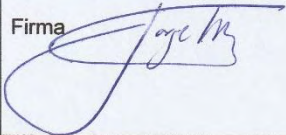
Informe de Similitud

Yo, **Jorge Néstor Moreno Ruiz**, docente de la Escuela de Posgrado de la Pontificia Universidad Católica del Perú, asesor de la tesis titulada "Diseño e implementación de un acondicionador de señales para acelerómetros piezoeléctricos con circuito electrónico integrado (IEPE)" del autor **Hugo Carlos Eduardo Pratt Linares**, dejo constancia de lo siguiente:

- El mencionado documento tiene un índice de puntuación de similitud de 9%. Así lo consigna el reporte de similitud emitido por el software *Turnitin* el 20/06/2023.
- He revisado con detalle dicho reporte y la Tesis o Trabajo de Suficiencia Profesional, y no se advierte indicios de plagio.
- Las citas a otros autores y sus respectivas referencias cumplen con las pautas académicas.

Lugar y fecha:

San Miguel, 20 de junio de 2023

Apellidos y nombres del asesor: <u>Moreno Ruiz, Jorge Nestor</u>	
DNI: 10218971	
ORCID: 0000-0002-8823-4471	Firma 



Resumen

El trabajo de tesis tiene por objetivo diseñar e implementar un acondicionador de señales para transductores piezoeléctricos con electrónica integrada (IEPE), específicamente acelerómetros. El acondicionador funciona a baterías, cuenta con una fuente de corriente de 4 mA para polarizar al transductor, un amplificador, filtro pasa altos Butterworth, detector de cable y detector de sobrecarga. La fuente de corriente es de 4 mA ; el amplificador es de ganancia seleccionable 1 (0 dB) y 10 (20 dB), ancho de banda ($\pm 0,5$ dB) de [0,05 Hz; 50 kHz] con una desviación de fase de $\pm 5^\circ$; el filtro es de segundo orden y frecuencia de corte de 22,5 Hz que puede conectarse o desconectarse a criterio del usuario.

El acondicionador implementado tiene una distorsión armónica total (THD) menor de 0,014% en el rango [10 Hz; 20 kHz] , una relación señal a ruido superior a los 100 dB en el rango [10 Hz; 20,2 kHz] y superior a 95 dB en el rango [4 Hz; 10 Hz], en ambos casos medido con una señal de tensión eficaz 1 V .

En el primer capítulo se presenta un montaje típico de medición que emplea un acondicionador de señales para el análisis de vibraciones mecánicas. Se incluyen también características relevantes de acelerómetros y acondicionadores de señales comerciales, que sirvieron de referencia para las especificaciones del sistema implementado. El segundo capítulo presenta el diseño del sistema y el tercer capítulo los ensayos realizados y los resultados.

Palabras claves: acondicionador de señales, IEPE (dispositivo piezoeléctrico con electrónica integrada), vibraciones mecánicas, acelerómetros.

Abstract

This thesis has as a target the design and implementation of a signal conditioner for piezoelectric transducers with integrated electronics (IEPE), mainly for accelerometers. The instrument is battery operated and includes a current source of 4 mA to bias the transducer. Includes also an amplifier, a Butterworth high-pass filter, a cable fault detector and an overload detector.

The current source is internally adjustable; the amplifier gain can be either 0 dB or 20 dB, the frequency response of the amplifier ± 0.5 dB is 0.05 Hz to 50 kHz with a phase deviation from $0^\circ \pm 5^\circ$ at the high and low end of the response. The instrument includes a second order high-pass filter with a cut-off frequency of 22.5 Hz that can be activated by the user.

The total harmonic distortion (THD) of the conditioner is less than 0.014% in the range of 10 Hz to 20 kHz. The signal-to-noise ratio is greater than 100 dB in the range of 10 Hz to 20.2 kHz and greater than 95 dB in the range of 4 Hz to 10 Hz, both cases were measured with a signal of 1 Vrms .

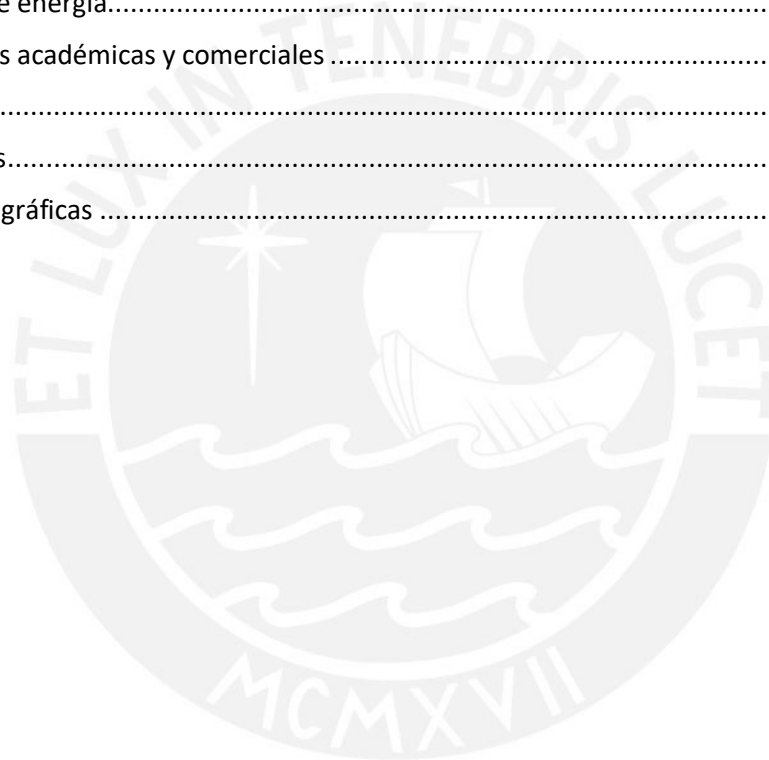
Chapter 1 presents a typical measurement setup that uses a signal conditioner for mechanical vibrations analysis. Relevant characteristics of accelerometers and commercial signal conditioners are included, which served as a reference for the specifications of the system. Chapter 2 presents the system design and chapter 3 the tests carried out and the results.

Keywords: signal conditioning; IEPE (integrated electronics piezoelectric), transducers; mechanical vibration; accelerometers.

Índice de contenido

Introducción	1
CAPÍTULO 1 Sistemas de medición y acondicionadores	3
1.1 Sistemas de medición.....	3
1.1.1 Unidades SI y el símbolo g en unidades inglesas (aceleración de la gravedad)	5
1.2 Transductores para análisis de vibraciones mecánicas.....	5
1.2.1 Acelerómetros.....	6
1.3 Acondicionadores de señales	13
1.3.1 Hottinger Brüel & Kjær (HBK).....	14
1.3.2 Dytran Instruments, Inc. (Dytran)	14
1.3.3 Kistler.....	16
1.3.4 PCB Piezotronics (PCB).....	16
1.3.5 DJB Instruments	17
1.3.6 Comparativa.....	18
1.4 Objetivos de la tesis	22
CAPÍTULO 2 Diseño del sistema.....	23
2.1 Características eléctricas de los acelerómetros IEPE	23
2.1.1 Circuito de interfaz de acelerómetros IEPE de dos terminales.....	24
2.2 Acondicionadores de señales	28
2.3 Especificaciones del acondicionador a diseñar.....	29
2.4 Elementos del sistema.....	29
2.4.1 Diseño de la fuente de corriente.....	31
2.4.2 Diseño del amplificador	34
2.4.3 Diseño del filtro pasa altos.....	52
2.4.4 Diseño del sensor de estado del cable	54
2.4.5 Diseño del detector de sobrecarga	55
2.5 Diseño del acoplamiento de entrada	59
2.6 Control digital e interfaz de usuario.....	61
Capítulo 3 Mediciones y resultados.....	63
3.1 Respuesta en frecuencia.....	63
3.1.1 Respuesta en frecuencia del amplificador con ganancia 10 (20 dB)	63
3.1.2 Respuesta en frecuencia: amplificador de entrada y filtro.....	65
3.1.3 Respuesta en frecuencia del sistema final.....	69
3.2 Distorsión armónica total (THD)	72
3.2.1 Mediciones en primer prototipo (en protoboard)	72

3.2.2 Medición de THD del sistema final.....	73
3.3 Razón de cambio a la salida (<i>slew-rate</i>)	74
Configuración.....	74
Resultados	75
3.4 Relación señal a ruido	79
3.4.1 Configuración	79
3.4.2 Resultados.....	81
3.5 Contrastación con acelerómetro de referencia y excitador	84
3.5.1 Configuración	84
3.5.2 Resultados.....	87
3.6 Consumo de energía.....	88
3.7 Aplicaciones académicas y comerciales	88
Conclusiones.....	90
Recomendaciones.....	91
Referencias bibliográficas	92



Introducción

El desarrollo de proyectos de ingeniería e investigación en una variedad de campos, como por ejemplo el automotriz, aeronáutico, aeroespacial, medio ambiente, así como en el análisis estructural y supervisión de infraestructura civil, requieren en muchos casos del análisis de vibraciones y análisis modal experimental. Para ello se requiere necesariamente de instrumentos y transductores que permitan la medición de los parámetros de vibración involucrados, siendo los acelerómetros los transductores empleados en el análisis de las vibraciones mecánicas y el análisis modal en estructuras mecánicas.

El análisis de vibraciones se emplea, por ejemplo, para el mantenimiento predictivo de maquinaria en la industria, como por ejemplo los motores. El análisis modal experimental permite caracterizar los parámetros de una estructura mecánica (p.ej., frecuencia natural, factor de amortiguamiento) lo cual permite comprender su comportamiento y modelarlo. En el caso de las estructuras mecánicas, las vibraciones debidas a resonancias de la estructuras a sus frecuencias naturales pueden ser una fuente de ruido. El análisis modal permite determinar estas frecuencias y otras características de la estructura, de modo que se puedan tomar acciones correctivas para reducir los efectos de las resonancias o eliminarlos.

En todos los casos mencionados se requiere de la adquisición de las señales, que se realiza mediante los transductores e instrumentos de medición adecuados, con los cuales se implementa el sistema de medición requerido.

Un sistema de medición consta como mínimo de las siguientes partes: transductor, acondicionador de señales y equipo de medición.

El transductor convierte la cantidad física de interés a una señal eléctrica (carga, tensión o corriente). El acondicionador de señales procesa la señal proveniente del transductor, generando una señal eléctrica (por lo general tensión) que tiene una relación, por lo general lineal, con la cantidad física a medir. Normalmente tiene una impedancia de entrada elevada, y una impedancia de salida baja, para facilitar el diseño del amplificador de salida, o poder conectar a la salida un instrumento de medición. Dependiendo del grado de sofisticación, puede contar con amplificadores de ganancia fija o programable, y filtros pasa bajos o pasa altos. El equipo de medición es el instrumento con el cual se muestra o registra la medición de interés. El equipo de medición puede ser por ejemplo un voltímetro, un osciloscopio, o una computadora personal.

La ventaja de diseñar los sistemas de esta manera, es que el equipo de medición puede ser el mismo, sin importar el tipo de transductor que se vaya a emplear, siempre y cuando se emplee el acondicionador de señales apropiado. El acondicionador de señales es el elemento que actúa de interfaz entre el transductor y el equipo de medición, y es por tanto un elemento crítico del sistema de medición.

Existen varias tecnologías empleadas en la fabricación de los acelerómetros comerciales. Unos emplean como elemento transductor un material piezoeléctrico, el cual genera una carga eléctrica proporcional al esfuerzo aplicado. Otros emplean un material piezorresistivo, cuya resistencia eléctrica depende de la fuerza aplicada, otros emplean condensadores de capacidad variable y el circuito

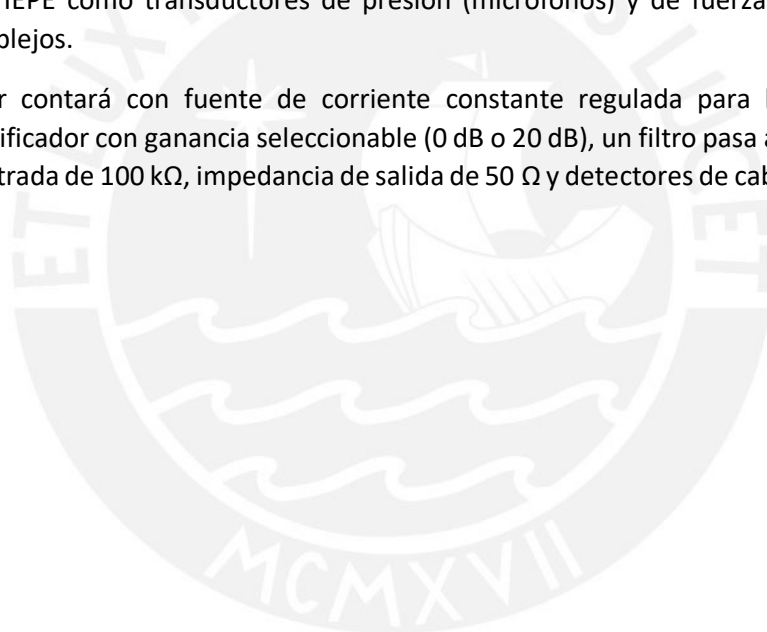
electrónico necesario para medir dicha capacidad, los cuales son sistemas microelectromecánicos (MEMS). Los primeros se denominan acelerómetros piezoeléctricos (PE), los segundos acelerómetros piezorresistivos o piezorresistentes (PR) y los últimos acelerómetros de capacidad variable o capacitancia variable (VC MEMS).

Los acelerómetros piezoeléctricos se diferencian en su fabricación por el tipo de señal a su salida, que puede ser carga eléctrica (transductor de carga) o tensión. Estos últimos se denominan acelerómetros piezoeléctricos con circuito electrónico integrado, o también acelerómetros piezoeléctricos con electrónica integrada, abreviadamente acelerómetros IEPE (*integrated electronics piezoelectric*).

Los transductores IEPE requieren de un acondicionador de señales que cuente con una fuente de corriente constante para la polarización del elemento transductor y del circuito electrónico que incorpora, consta también de un amplificador de tensión y debe ser capaz de bloquear la componente continua de tensión debida a la polarización del transductor.

El presente trabajo tiene por objetivo la implementación de un acondicionador de señales para acelerómetros IEPE. El contar con el conocimiento para implementar acondicionadores de señales para este tipo de acelerómetros, abre las puertas para el desarrollo de acondicionadores para otros tipos de transductores IEPE como transductores de presión (micrófonos) y de fuerza y el desarrollo de equipos más complejos.

El acondicionador contará con fuente de corriente constante regulada para la polarización del transductor, amplificador con ganancia seleccionable (0 dB o 20 dB), un filtro pasa altos seleccionable, impedancia de entrada de 100 k Ω , impedancia de salida de 50 Ω y detectores de cable y de sobrecarga.



CAPÍTULO 1 Sistemas de medición y acondicionadores

En este capítulo se describe brevemente los sistemas de medición para análisis de vibraciones y las partes de las que consta. Se describen los transductores empleados para análisis de vibraciones centrándose en los acelerómetros y los acondicionadores de señales empleados con éstos.

Se mostrará un resumen de características de acelerómetros comerciales así como la descripción de los acondicionadores de señales de varios fabricantes que se comercializan actualmente, a partir de lo cual se realiza una comparativa de sus especificaciones que servirá de marco para presentar los objetivos del trabajo de tesis.

1.1 Sistemas de medición

Un sistema de medición es un conjunto de instrumentos de medida y de procedimientos para determinar, con la mayor certeza posible, la magnitud de una variable física o de un conjunto de éstas.

Tanto la elección de los instrumentos como los procedimientos son importantes, según la variable física a medir pues, por ejemplo, no se requieren los mismos instrumentos ni procedimientos para medir la energía que consume una computadora que para medir las frecuencias naturales de una estructura mecánica propensa a vibraciones. Incluso la medición de una misma cantidad física puede requerir instrumentos y procedimientos diferentes; por ejemplo, no es lo mismo medir tensiones en el rango de 0 a 5 V que hacerlo en el rango de 5 kV a 10 kV .

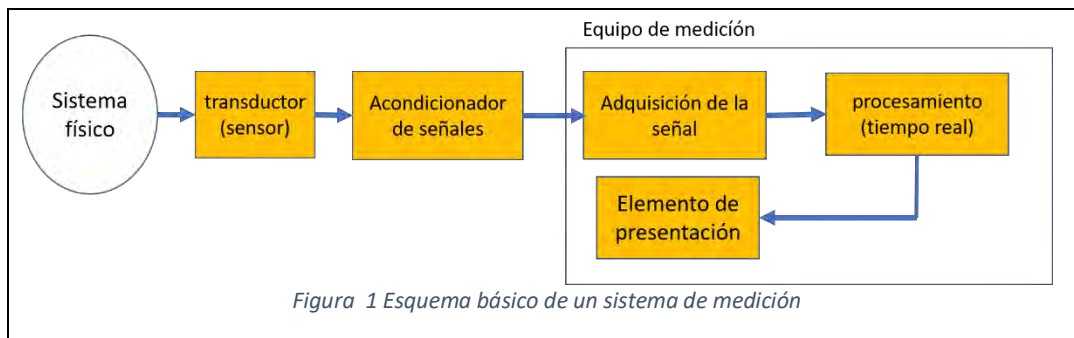
Los sistemas de medición se requieren para la realización de ensayos que pueden formar parte de una norma técnica nacional o internacional, en las que se especifican procedimientos o métodos a seguir durante las mediciones así como los requisitos que deben cumplir los instrumentos de medición a emplear. En el Perú existen normas denominadas Normas Técnicas Peruanas (NTP) que son de uso voluntario [1] , y existen cuatro normas relacionadas al campo de las vibraciones, dos referidas a la medición y evaluación de la exposición de los seres humanos a vibraciones de cuerpo entero [2] [3], una sobre vibraciones de máquinas eléctricas rotativas [4], y una sobre medición y evaluación de los efectos de las vibraciones en las estructuras mecánicas [5].

En lo que respecta al equipamiento en sí, un sistema de medición consta como mínimo de las siguientes partes (Figura 1) :

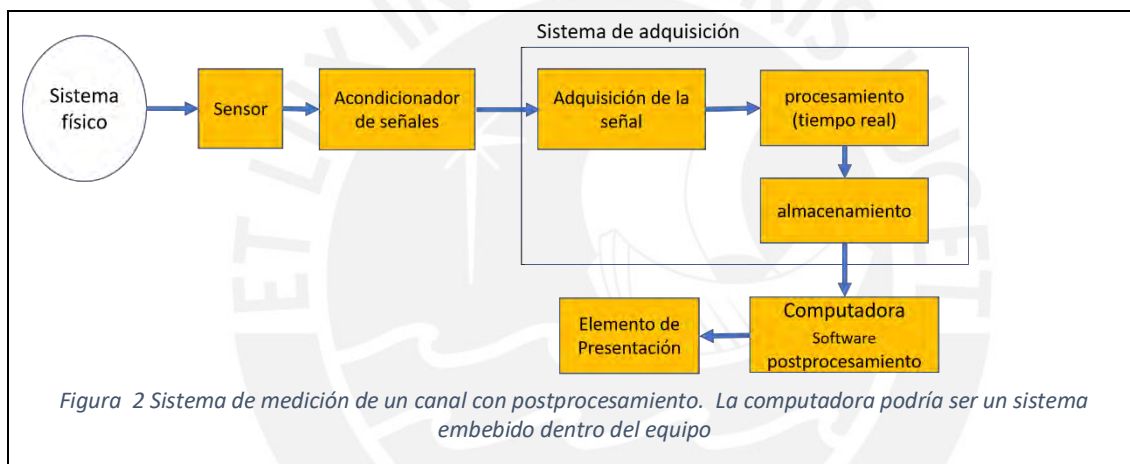
- **Transductor.** Convierte la cantidad física de interés a una señal eléctrica (carga, tensión o corriente).
- **Acondicionador de señales.** Procesa la señal proveniente del transductor, generando una señal eléctrica (normalmente tensión o corriente) que tiene una relación, por lo general lineal, con la cantidad física a medir. Normalmente tiene una impedancia de entrada elevada, y una impedancia de salida baja. Dependiendo del grado de sofisticación y tipo de transductor para el cual ha sido diseñado, puede contar con amplificadores de ganancia fija o programable, y filtros pasa bajos o pasa altos.
- **Equipo de medición o instrumento.** Con el cual se muestra o registra la medición de interés. El equipo de medición puede ser por ejemplo un voltímetro o un osciloscopio, o un equipo más sofisticado con postprocesamiento como por ejemplo un osciloscopio de alta gama o un analizador.

La Figura 1 muestra el esquema básico de un sistema de medición. El equipo de medición realiza la adquisición de la señal en tiempo real, las procesa en tiempo real y presenta los resultados, por

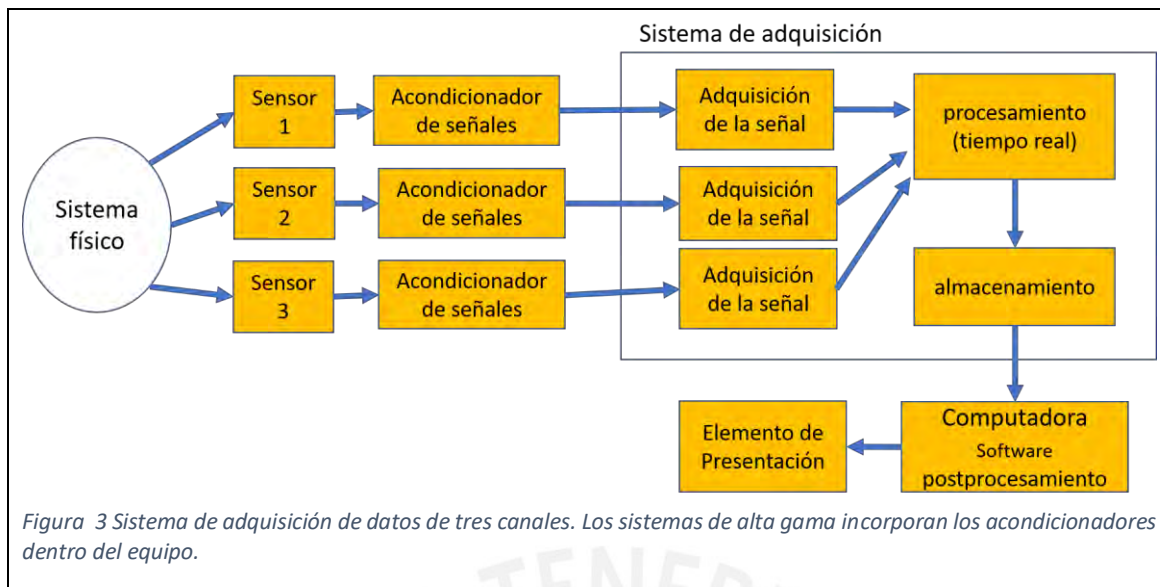
ejemplo, en un visualizador. Un ejemplo de este tipo de instrumentos sería el vibrómetro que mida la aceleración eficaz, o un osciloscopio, para ver la forma de onda de la señal en una pantalla gráfica.



La ventaja de diseñar los sistemas de esta manera, es que el equipo de medición puede ser el mismo, sin importar el tipo de transductor que se vaya a emplear, siempre y cuando se emplee el acondicionador de señales apropiado. El acondicionador de señales es el elemento que actúa de interfaz entre el transductor y el equipo de medición, y es por tanto un elemento crítico del sistema de medición.



Algunos fabricantes, como Hottinger Brüel & Kjær (HBK), utilizan comercialmente el término instrumento de medición (*measuring instruments*) para referirse a un equipo compacto, por lo general portátil, que incluye todos los elementos indicados y además cuenta con capacidades básicas de postprocesamiento y de visualización y con pantalla para mostrar los datos procesados (Figura 2), y a los equipos más sofisticados los denomina sistemas de adquisición de datos (*data acquisition systems* DAQ), los cuales en muchos casos cuentan con más de un canal de adquisición, y los de mayores prestaciones incluyen internamente los acondicionadores de señales. Estos sistemas de adquisición por sí solos no realizan el postprocesamiento, sino que debe realizarse con software especializado que se ejecuta en una computadora personal a la que está conectado el sistema de adquisición (directamente o por red). El software es por lo general propietario del fabricante del sistema de adquisición, y debe pagarse una licencia, por lo general anual, y sin el cual el sistema de adquisición no funcionaría. En la Figura 3 se muestra un diagrama que representa a un sistema de tres canales de adquisición.



1.1.1 Unidades SI y el símbolo g en unidades inglesas (aceleración de la gravedad)

En el sistema internacional de unidades, SI, la unidad de aceleración es m/s^2 o ms^{-2} , pero en el sistema inglés, en lo que respecta a los transductores para análisis de vibraciones, se especifica la aceleración como múltiplos de la aceleración de la gravedad y se emplea el símbolo g para representarla; sin embargo, en el sistema SI el símbolo g representa al gramo, una unidad de masa. Por ejemplo, el rango de medida de un acelerómetro puede aparecer en una hoja de datos como 20 kg, que no significa que tenga una masa de 20 kilogramos, sino que tiene un rango de 20000 g, siendo g la aceleración de la gravedad, por lo tanto sería $20000 \times 9,81 m/s^2 = 196200 m/s^2$. Algunos fabricantes en vez de especificarlo como 20 kg, lo especifican con 20 Kg, pero la letra k mayúscula en el sistema SI representa al símbolo Kelvin, la unidad de temperatura.

El uso de g como unidad de aceleración de la gravedad depende de la aplicación. Por ejemplo, en análisis de vibraciones relativas a movimientos sísmicos, interesa saber qué múltiplo de aceleración de la gravedad puede soportar una estructura mecánica empleada para montaje de equipos electromecánicos.

El inconveniente de representar en unidades SI los valores que dan los fabricante en unidades inglesas es más que nada visual; siguiendo con el ejemplo anterior, es más fácil recordar un valor como 20000 que sólo tiene un dígito diferente de cero que otro como 196200 que tiene cuatro.

Por las razones anteriores, y para mantener una coherencia en las unidades, se empleará en el documento las unidades SI, y en los casos en que el fabricante sólo presente información en unidades inglesas, la aceleración se mostrará en unidades SI y entre paréntesis como múltiplo de la aceleración de la gravedad que se representará con la letra g; esto se aplicará también para las unidades derivadas. Sólo en estos casos la letra g representará la aceleración de la gravedad y no a la unidad de masa del sistema SI.

1.2 Transductores para análisis de vibraciones mecánicas

Un transductor es un dispositivo que transforma la magnitud de una cantidad física correspondiente a una forma de energía a otra. Cuando la cantidad física la transforma en una magnitud eléctrica, se le denomina sensor. Como los transductores que se describen a lo largo de este documento generan una señal eléctrica, se empleará el término sensor o transductor indistintamente.

En el campo de las vibraciones mecánicas los transductores empleados son los acelerómetros, los sensores de fuerza (*force gages*) que permiten medir la fuerza que está siendo aplicada en un punto estructural; las cabezas de impedancia (*impedance heads*) que incorporan un acelerómetro y un sensor de fuerza y permiten medir la impedancia mecánica en un punto de una estructura; los vibrómetros láser de efecto Doppler (LDV) que permiten medir la velocidad instantánea de un punto de una estructura que se desplaza, y que permite determinar el desplazamiento o la aceleración integrando o derivando la señal de velocidad medida respectivamente; las sondas de proximidad (*proximity probe*), que son transductores de tipo capacitivo que permiten medir desplazamientos así como excentricidades en ejes [6]. En el análisis de vibraciones sísmicas se emplean los geófonos, transductores que generan una señal proporcional a la velocidad de la vibración [7].

Este trabajo se centra en acondicionadores de señales para acelerómetros, razón por la cual se describen a continuación en más detalle.

1.2.1 Acelerómetros

Los acelerómetros son transductores que generan una señal eléctrica proporcional a la aceleración a la cual son sometidos. Dependiendo del tipo de elemento transductor (la pieza del transductor que es sensible a la aceleración directa o indirectamente y que permite generar una señal proporcional a ésta) se pueden clasificar como acelerómetros piezoeléctricos (PE) acelerómetros piezorresistivos (PR) o acelerómetros de capacitancia variable (VC). Tanto en los acelerómetros PR como en los acelerómetros VC el elemento transductor puede ser parte de un sistema microelectromecánico (MEMS). Además del elemento transductor, los transductores pueden incorporar elementos de conversión eléctrica y componentes electrónicos. Cada tipo de acelerómetro requerirá de un tipo de acondicionador de señal específico.

Existen también los transductores que incorporan dos tipos de elemento transductor, como los fabricados por la empresa Dytran Instruments Inc., con su marca ELFTM (*extended low frequency*) [8], que incorporan un elemento PE y un VC MEMS.

En lo que respecta a la presentación física o encapsulado (*housing*) veremos que los hay en encapsulado de circuito integrado para soldar en una tarjeta de circuito impreso, y otros que cuentan con todo lo necesario dentro de un encapsulado hermético y robusto, incluyendo el conector para la conexión de un cable para la transmisión de la señal. Los primeros se denominan transductores embebidos.

1.2.1.1 Acelerómetros piezoeléctricos (PE)

Los acelerómetros PE emplean como elemento transductor un material piezoeléctrico, como el cuarzo o el circonato titanato de plomo (PZT), el cual genera una carga eléctrica proporcional a la fuerza a la que es sometido. El elemento transductor está acoplado mecánicamente a una masa interna, denominada masa de referencia, de prueba o sísmica (*seismic mass*) actuando el elemento piezoeléctrico como un muelle o resorte (Figura 4), de modo que al aplicar una aceleración se genera una fuerza que actúa sobre el elemento piezoeléctrico, el cual genera una carga eléctrica proporcional a la aceleración aplicada [6]. Este tipo de acelerómetro se denomina autogenerador (*self-generating*), pues no requiere de fuente de energía externa para generar la señal de salida, la carga eléctrica.

La Figura 4a corresponde a un acelerómetro en el cual el elemento piezoeléctrico es sometido a fuerzas de compresión (*compression-type accelerometer*), y fue uno de los primeros diseños empleados para la construcción de los acelerómetros piezoeléctricos. Actualmente prevalecen los diseños basados en esfuerzo cortante (*shear-type accelerometer*) [6], como el Delta-Shear de Hottinger

Brüel & Kjær, el K-shear de Kistler, o el Isoshear de Endevco (desde el año 2021 perteneciente a la compañía Amphenol).

El acelerómetro se comporta como un sistema masa-resorte-amortiguador, y su respuesta en frecuencia tendrá una resonancia. Los elementos piezoeléctricos responden a las variaciones de fuerza, y por lo tanto no pueden medir aceleraciones estáticas (por ejemplo la aceleración de la gravedad), y aunque en teoría tienen una respuesta lineal a frecuencias tan bajas como 0,001 Hz, en la práctica su uso a frecuencias bajas está limitado por los otros elementos que conforman el transductor, y por el ruido del sistema de medición.

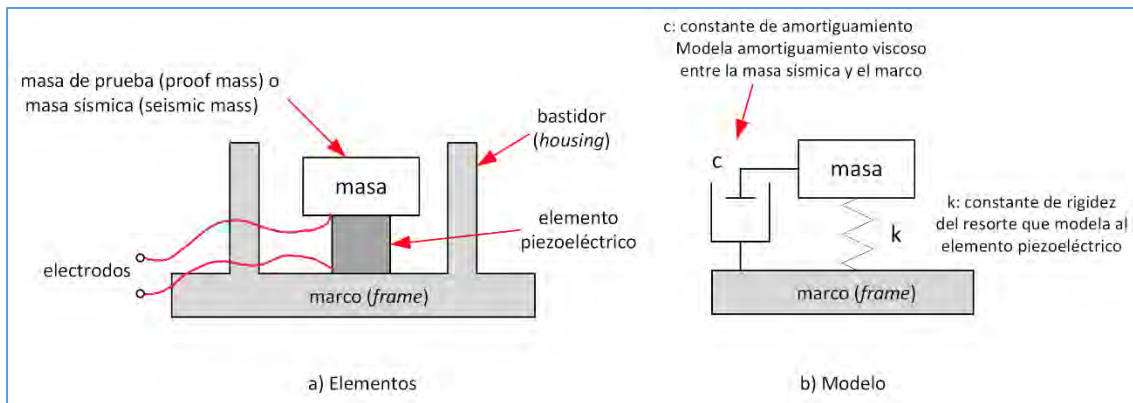


Figura 4 Acelerómetro piezoeléctrico. a) componentes que lo conforman. La señal generada en los electrodos es una carga eléctrica. b) Representación del modelo mecánico.

La respuesta en frecuencia típica de los acelerómetros piezoeléctricos tiene la forma mostrada en la Figura 5. Existe una frecuencia de resonancia (f_n) que limita la frecuencia máxima a la que puede estar sometido el transductor. La sensibilidad es prácticamente constante en el rango de frecuencias medias, cuyo valor promedio se indica como valor medio en la Figura 5. Si se toma como rango útil de trabajo $f_n/3$, la desviación de la sensibilidad respecto al valor medio es de 12 % (1 dB) y si se toma como $f_n/5$ la desviación es de solo 6 % (0,5 dB). Dependiendo de la aplicación, puede ser aceptable una desviación de 12 % (1 dB) o incluso de 29 % (3 dB). Por ello al comparar los anchos de banda de modelos de acelerómetros diferentes, debe especificarse la desviación considerada, y mejor aún si se especifica la frecuencia de resonancia.

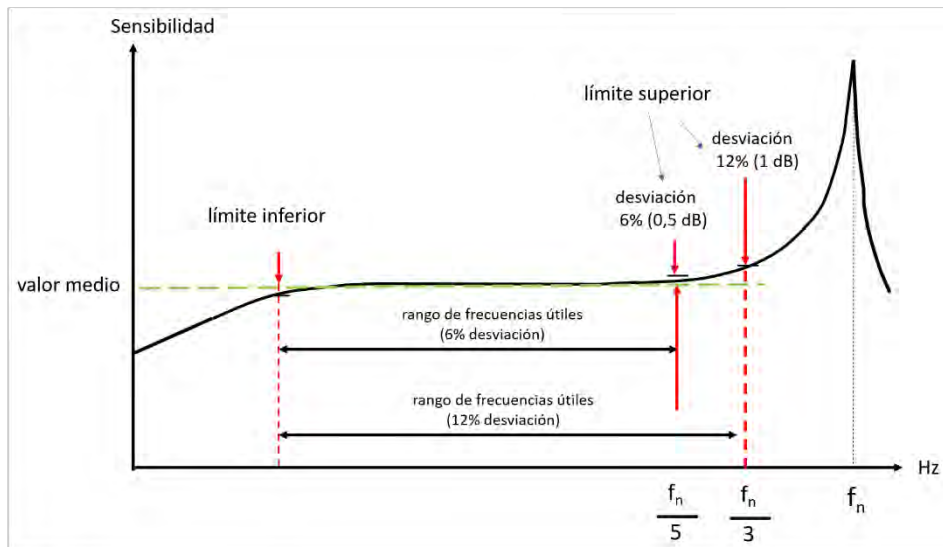


Figura 5 Curva de respuesta típica de un acelerómetro piezoeléctrico. f_n es la frecuencia de resonancia. La frecuencia límite inferior típicamente es menor a 1 Hz.

La frecuencia inferior también se considera para una desviación de 6% o 12 % del valor medio, y es por lo general de 1 Hz o menor.

Acelerómetros de carga y IEPE

Los acelerómetros piezoeléctricos, se comercializan con dos tipos de salida: carga eléctrica (acelerómetros de carga) y tensión eléctrica (acelerómetros IEPE).

Como se mencionó anteriormente, el elemento transductor del acelerómetro piezoeléctrico genera una carga eléctrica proporcional a la aceleración a la que es sometido. En general, a los transductores que generan una carga eléctrica en su salida se les denomina transductores de carga (*charge transducers*), y por esa razón a estos acelerómetros se les denomina acelerómetros de carga.

Los acelerómetros piezoeléctricos que generan una tensión a su salida cuentan con electrónica integrada que se encarga de la conversión de carga eléctrica a tensión, razón por la cual se les denomina acelerómetros piezoeléctricos con electrónica integrada, o abreviadamente acelerómetros IEPE (*Integrated Electronic Piezoelectric*).

Varios fabricantes tienen marcas registradas con las que denominan a sus transductores IEPE: ICP® e Isotron son marcas registradas de la compañía PCB Piezotronics, DeltaTron de la compañía HBK, Piezotron de la compañía Kistler. El término CCLD (*constant current line drive*) también es empleado para sus transductores por la compañía HBK.

Los transductores de carga requieren de un acondicionador de señales que tenga un amplificador de carga para convertir la carga eléctrica a tensión y además reducir la impedancia de salida, y requieren del uso de cables especiales de bajo ruido en la conexión del acelerómetro al acondicionador para evitar que se degrade la magnitud de la carga eléctrica a medir. Un amplificador de carga es más caro que uno de tensión, y los cables de bajo ruido más caros que un cable estándar. Estas dos condiciones hacen que el costo de uso de acelerómetros de carga sea mayor que para los acelerómetros IEPE, PR o VC MEMS.

Los transductores IEPE requieren de un acondicionador de señales que cuente con una fuente de corriente constante para la polarización del circuito electrónico que incorpora; de un amplificador de tensión y contar con acoplamiento para corriente alterna (*AC coupling*) para bloquear la

componente de tensión continua debida a la polarización del transductor. Algunos fabricantes comercializan acondicionadores sin el amplificador, y los denominan fuentes de corriente para transductores IEPE (*current source unit*) o acopladores para transductores IEPE (*IEPE transducer coupler*). Para la conexión del transductor al acondicionador no se requieren de cables especiales y al requerirse un amplificador de tensión y no de carga eléctrica, el costo de uso de los acelerómetros IEPE es mucho menor que para acelerómetros de carga.

De todos los tipos de acelerómetros, los acelerómetros piezoeléctricos son los que tienen el mayor rango dinámico, teniendo los acelerómetros de carga mayor rango dinámico que los acelerómetros IEPE y de ambos tipos existen modelos que pueden operar a las temperaturas más altas que no se logran aún con los otros tipos de acelerómetros.

El mayor rango dinámico de los transductores de carga se debe al bajo ruido que genera el elemento piezoeléctrico y a que la señal de salida es una carga eléctrica.

Los acelerómetros de carga pueden llegar a tener un rango dinámico superior a los 140 dB, como el Type 4370 de Hottinger Brüel and Kjær (HBK), que soporta en operación normal una onda sinusoidal de amplitud pico máxima de 20 km s^{-2} , eficaz de $14,1 \text{ km s}^{-2}$, un ruido residual de $0,2 \text{ mm} \cdot \text{s}^{-2}$ y sensibilidad de $10 \text{ pCs}^2 \text{ m}^{-1}$. Este rango dinámico elevado se debe a que este tipo de acelerómetros no tienen limitación en la señal que generan (carga eléctrica), que para este modelo llegaría a 200 nC a la aceleración máxima, y a su bajo ruido. Este modelo tiene un rango de temperatura de operación de $[-70 \text{ }^\circ\text{C}; +250 \text{ }^\circ\text{C}]$

Los acelerómetros IEPE, están limitados en su salida por la excursión máxima del amplificador que incorporan pero igual hay modelos que superan los 100 dB de rango dinámico como el Type 4526 de HBK que tiene un rango dinámico de 103 dB ($\pm 700 \text{ ms}^{-2}$ de amplitud pico, que en el caso de una onda sinusoidal corresponde a 495 ms^{-2} eficaz, y $3,4 \text{ mms}^{-2}$ de ruido residual). Este modelo tiene un rango de temperatura de operación de $[-54 \text{ }^\circ\text{C}; +180 \text{ }^\circ\text{C}]$

En lo que respecta a temperatura de operación, los acelerómetros de carga llegan a las mayores temperaturas de operación, siendo común una temperatura de operación máxima igual o superior a los $250 \text{ }^\circ\text{C}$, habiendo modelos específicos para temperaturas superiores a $400 \text{ }^\circ\text{C}$ como por ejemplo el acelerómetro de carga Type 8209A de Kistler que puede operar hasta una temperatura de $750 \text{ }^\circ\text{C}$, diseñado para supervisión de turbinas de gas (*gas turbine monitoring*) y termoacústica (thermo acoustics), o el acelerómetro de carga Type 8347-C de la compañía HBK, que puede operar en el rango de temperaturas de $-196 \text{ }^\circ\text{C}$ hasta $482 \text{ }^\circ\text{C}$, o el modelo 357A64 de PCB Piezotronics que tiene una temperatura de operación continua máxima de $482 \text{ }^\circ\text{C}$.

En comparación, Los acelerómetros IEPE están limitados en su temperatura de operación máxima por la temperatura de operación del circuito electrónico que incorporan, y en general se fabrican para una temperatura de operación máxima de $125 \text{ }^\circ\text{C}$ o menos, pero también hay acelerómetros IEPE que pueden operar hasta los $180 \text{ }^\circ\text{C}$ como el Type 4526 de HBK, o el modelo A/128/V1 de DJB Instruments, que opera hasta los $200 \text{ }^\circ\text{C}$.

A temperaturas bajas extremas, hay acelerómetros IEPE, como el Type 8702B500M8 de Kistler que puede operar desde $-196 \text{ }^\circ\text{C}$.

Los acelerómetros IEPE han reemplazado a los transductores de carga en prácticamente todas las aplicaciones en las que no se requieren rangos dinámicos por encima de los 110 dB ni temperaturas de operación superiores a $180 \text{ }^\circ\text{C}$.

1.2.1.2 Acelerómetros piezorresistivos (PR)

Los acelerómetros PR emplean como elemento transductor material piezorresistivo, que se denominan así porque su resistencia eléctrica varía con la tensión mecánica aplicada, como por ejemplo el cobre (metales) o el silicio (semiconductores). Estos elementos piezorresistivos fijados sobre un sustrato elástico se denominan galgas extensiométricas (*strain gauge* o *strain gage*). Inicialmente se emplearon galgas de metales como el cobre, pero la sensibilidad que se obtenía era muy baja razón por la cual se desarrollaron galgas de silicio, que además permitieron el micromecanizado, de modo que tanto las galgas como la estructura en la que van, se fabrican a partir de un mismo cristal de silicio [6].

En la construcción de los acelerómetros PR se emplea uno o dos pares de galgas fijados a una estructura elástica y conectados eléctricamente en topología de puente de Wheatstone, el cual se polariza con una fuente de tensión. Al aplicarse una aceleración al transductor se tensionan los elementos, variando su resistencia eléctrica y generándose por ello una tensión eléctrica diferencial en la salida del puente que es proporcional a la aceleración aplicada. Esta tensión diferencial está superpuesta sobre la tensión continua de polarización.

Los acelerómetros PR al tener una configuración de puente de Wheatstone cuentan con cuatro terminales eléctricos, dos de entrada para la tensión de alimentación del puente y dos terminales de salida de la señal cuya tensión diferencial se debe amplificar. Por ello requieren de un acondicionador de señales que incluya una fuente de tensión continua para polarizar el puente y de un amplificador diferencial. Esta configuración eléctrica es similar a las empleadas en las celdas de carga (*load cell*), y el inconveniente que se tiene es que la sensibilidad del puente no sólo depende de la sensibilidad de las galgas, sino también de la fuente de tensión del puente, razón por la cual se acondicionador debe de contar con una fuente de tensión regulada, de magnitud igual a la recomendada por el fabricante del puente.

A diferencia de los acelerómetros PE, los acelerómetros PR sí pueden medir aceleración estática (0 Hz) como por ejemplo la aceleración de la gravedad, siendo útiles en aplicaciones que requieran medir señales de frecuencias muy bajas o estáticas.

Un ejemplo de acelerómetro PR es el modelo 2262B-1000 marca Endevco de la compañía PCB Piezotronics, el cual tiene un rango de operación de $\pm 9810 \text{ m/s}^2$ ($\pm 1000 \text{ g}$), sensibilidad de $49,9 \mu\text{Vs}^2\text{m}^{-1}$ ($0,45 \text{ mV/g}$), ancho de banda [0 Hz; 3 kHz] (desviación $\pm 5 \%$), tensión de excitación 10 V, ruido residual de $10 \mu\text{V}$, con lo cual su rango dinámico es aproximadamente de 90 dB, por debajo del rango dinámico de un acelerómetro IEPE que llega a superar los 100 dB.

Otro modelo, el 7274A del mismo fabricante, tiene un rango de operación de 588600 m/s^2 (60000 g), sensibilidad de $76,5 \text{ nVs}^2\text{m}^{-1}$ ($0,75 \mu\text{V/g}$), ancho de banda típico de [0 Hz; 140 kHz] (1 dB), tensión de excitación de 5 V, impedancia de entrada de $(217 \pm 100)\Omega$, de salida $(650 \pm 300)\Omega$, y rango de temperatura de operación de [-55 °C; +121 °C]. El fabricante no indica en la hoja de datos del dispositivo el ruido residual, razón por la cual no se puede determinar su rango dinámico.

Existen desde hace una década acelerómetros PR que incorporan el circuito electrónico que convierte la señal diferencial generada por el puente a una señal compatible eléctricamente con la de los acelerómetros IEPE [9], es decir, son compatibles eléctricamente con acondicionadores de señales IEPE, y por lo tanto pueden conectarse a éstos. Este tipo de acelerómetro PR, debido a esa interfaz, no pueden medir aceleraciones estáticas, debido a la presencia del condensador de acoplo de señal alterna que tiene el acondicionador de señales IEPE, elemento que no tienen los acondicionadores para puentes de Wheatstone, que sí pueden medir señales desde 0 Hz inclusive.

Los acelerómetros PR se emplean actualmente en aplicaciones especiales, aquellas que por el tipo de ensayo a realizar requieren de mediciones de la aceleración desde 0 Hz y un gran ancho de banda, por ejemplo ensayos pirotécnicos o ensayos de armamento de guerra. Para ensayos que requieren mediciones de aceleraciones estáticas y frecuencias inferiores a 5 kHz, los acelerómetros PR han sido reemplazados por los acelerómetros VC MEMS. En aplicaciones que requieren mediciones de vibración de baja frecuencia, pero por encima de 0,1 Hz y ancho de banda superior a 5 kHz e inferiores a 20 kHz, los acelerómetros IEPE son los empleados. Son por ello pocas las empresas que comercializan acelerómetros PR, siendo una de ellas PCB Piezotronics que los comercializa bajo la marca Endevco (compañía adquirida por PCB Piezotronics).

1.2.1.3 Acelerómetros de capacitancia variable (VC)

Los acelerómetros de capacitancia variable se construyen mediante el micromecanizado de una masa de prueba (*proof mass*) suspendida elásticamente entre dos placas paralelas las cuales, junto con las paredes de la masa que son paralelas a las placas, conforman dos condensadores. Al aplicarse una aceleración al transductor, se desplaza la masa, variando la distancia entre las placas de cada condensador, variando así la capacitancia de ambos condensadores (en uno se incrementa mientras en el otro disminuye). Un circuito electrónico que forma parte del sistema, mide la capacidad, y en base a ello determina la aceleración. El micromecanizado de la masa, su sistema de suspensión, las placas de los condensadores y el circuito electrónico se construyen a partir del mismo cristal de silicio, y por ello se denominan sistemas microelectromecánicos o MEMS (*microelectronic-mechanic system*), y los acelerómetros, acelerómetros VC MEMS.

Los acelerómetros VC MEMS se comercializan como circuitos integrados (C.I.) para ser soldados en una tarjeta de circuito impreso, para lo cual emplean encapsulados estándar de C.I. o de transistores discretos (p.ej. el modelo SI1000 con encapsulado LCC20 de la compañía Safran Colibrys) y también se comercializan como transductores con encapsulado (*housing*) rígido que incorporan electrónica adicional, como reguladores de tensión y amplificadores adicionales (p.ej. el type 8316A2D0 de Kistler). Los primeros se suelen denominar acelerómetros embebidos (*embedded accelerometers*); los segundos, al contar con la electrónica integrada, sólo requieren de la tensión de alimentación continua y pueden tener salida diferencial o una línea de salida y tierra común con la fuente de alimentación, razón por la cual, el acondicionador de señales no es requerido excepto en el caso de que el transductor tenga salida diferencial y por lo tanto se requiera de un acondicionador que tenga un amplificador diferencial.

Los fabricantes de semiconductores como Analog Devices, así como algunas compañías como Safran Colibrys, fabrican los acelerómetros VC MEMS como circuitos integrados con salida analógica o digital; otras empresas, como PCB Piezotronics o Kistler, los comercializan únicamente como transductores completos, que solo requieren del cable de conexión para la señal y la fuente de alimentación; y otras empresas, como Silicon Designs Inc. (SDI) los comercializan como circuitos integrados y como transductores completos, y para diferenciar a sus productos, denomina módulos a sus transductores con encapsulado rígido.

En lo que respecta a los acelerómetros piezoeléctricos, la mayoría de fabricantes los comercializan únicamente como transductores completos, tanto los acelerómetros de carga como los IEPE. Un caso particular es el del fabricante TE Connectivity, que fabrica acelerómetros VC MEMS y piezoeléctricos, y para ambos tiene del tipo embebido y del tipo de encapsulado rígido denominando a estos últimos acelerómetros *plug & play*.

Los acelerómetros VC MEMS tienen un ancho de banda pequeño comparado con los otros tipos, y presentan una desviación de fase mucho mayor que los acelerómetros piezoeléctricos. Existen

modelos con un rango dinámico que supera los 100 dB, aunque son modelos con ancho de banda inferior a 600 Hz.

Por ejemplo el modelo SI1003 de Safran Colibrys es un acelerómetro VC MEMS del tipo embebido con amplitud de operación pico de $29,4 \text{ m/s}^2$ (3 g), ancho de banda ($\pm 3 \text{ dB}$) de [0 Hz; 550 Hz], rango dinámico de 108 dB medido para el rango de [0,1 Hz; 100 Hz], ruido blanco de $6,87 \mu\text{m/s}^2\text{Hz}^{-0,5}$ ($0,7 \mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$), rango de temperatura de operación de [-40 °C; +85 °C], sensibilidad de 900 mV/g, y coeficiente de temperatura entre $\pm 2,94 \text{ m}\cdot\text{s}^{-2}\cdot\text{C}^{-1}$ ($\pm 0,3 \text{ mg}/\text{C}$).

Otro modelo, es el type 8316A200 de Kistler, un transductor VC MEMS de encapsulado rígido, con amplitud de operación pico de 1962 m/s^2 ($\pm 200\text{g}$), ancho de banda ($\pm 3 \text{ dB}$) de [0 Hz; 7000 Hz], y rango dinámico de 86 dB para el rango [0 Hz; 100 Hz] y ruido blanco de $6,87 \text{ mms}^{-2}\text{Hz}^{-0,5}$ ($0,7 \text{ mg}/\sqrt{\text{Hz}}$).

El presente trabajo se centra en los transductores empleados para su uso con instrumentos de medición, y por ello no se tratarán los denominados acelerómetros embebidos.

1.2.1.4 Comparativa

En la Tabla 1 se muestra una comparación cualitativa entre los tipos de transductores descritos. En lo que respecta al rango dinámico, su valor depende del ancho de banda empleado para su cálculo, y algunos fabricantes lo especifican para la quinta parte del ancho de banda del transductor, elevándose así en unos 7 dB su valor respecto a si se considerara todo el ancho de banda.

Tabla 1 Características de cuatro tipos de acelerómetros

Característica	Piezoeléctrico de carga (PE)	IEPE	Piezorresistivo (PR)	VC MEMS
Rango dinámico	Muy alto 120 dB a 140 dB	Alto 90 dB a 110 dB	Moderado 75 dB a 90 dB	Moderado 80 dB a 100 dB
Rango de medida (modelos de menor rango y de mayor rango)	de $\pm 1,47 \text{ km/s}^2$ a $\pm 981 \text{ km/s}^2$ ($\pm 150 \text{ g}$ a $\pm 100000 \text{ g}$)	de $\pm 4,9 \text{ m/s}^2$ a $\pm 981 \text{ km/s}^2$ ($\pm 0,5 \text{ g}$ a $\pm 100000 \text{ g}$)	de $\pm 19 \text{ km/s}^2$ a $\pm 1962 \text{ km/s}^2$ ($\pm 2000 \text{ g}$ a $\pm 200000 \text{ g}$)	$\pm 4 \text{ km/s}^2$ ($\pm 400 \text{ g}$)
Medida de aceleración estática (0 Hz)	No (cuasiestático)	No (cuasiestático)	Sí	Sí
ancho de banda ($\pm 5 \%$)	0,1 Hz a 15 kHz	0,1 Hz a 12 kHz	el mayor 0 Hz a 100 kHz	el menor 0 Hz a 2 kHz
ancho de banda ($\pm 10 \%$)	1,0 Hz a 26 kHz	0,1 a 25 kHz	0 Hz a 140 kHz	
Frecuencia de resonancia	85 kHz	100 kHz	700 kHz	
Operación a muy altas temperaturas	Sí común: $>250^\circ\text{C}$ especiales: hasta 750°C	No 80°C a 125°C especiales: hasta 200°C	No 125°C	No 80°C a 125°C
Operación a muy bajas temperaturas	Sí -196°C común: -55°C	Sí -196°C común: -55°C	No -55°C	No -55°C
Requiere cableado especial de bajo ruido	Sí	No	No	No
Tipo de acondicionador	amplificador de carga	fuentes de corriente y amplificador	fuentes de tensión regulada y amplificador diferencial	Fuente de tensión (en muchos modelos no tiene que ser regulada)

Puede observarse de la Tabla 1 que los transductores piezoeléctricos de carga son los que tienen el mayor rango dinámico y las temperaturas de operación máxima mayores, siendo la temperatura máxima típica de 250°C y llegando algunos modelos a 750°C . El inconveniente que tienen es que

requieren para su uso de amplificadores de carga y cables especiales lo que los hace más costosos de emplear, razones por las cuales su campo de aplicación está dirigido a aplicaciones donde se requiere la realización de mediciones a temperaturas superiores a 200° C, como por ejemplo ensayos de motores a reacción y en turbinas de vapor.

Los acelerómetros IEPE son los segundos en mayor rango dinámico, y al igual que los acelerómetros de carga hay modelos que tienen un rango de operación de casi 10^6 m/s², pero por tener electrónica integrada solo pueden operar a una temperatura máxima de 125°C y de 200 °C con algunos modelos. La ventaja que tienen es que no requieren de cables especiales ni de amplificadores de carga, haciendo que el costo de utilización sea menor al de los acelerómetros de carga, y además, al igual que los acelerómetros de carga, la temperatura de operación mínima de la mayoría de modelos es -55 °C, habiendo modelos que pueden operar a temperaturas hasta de -196 °C. Por estas razones han reemplazado a los acelerómetros de carga en la mayoría de aplicaciones, como por ejemplo las siguientes: ensayos criogénicos, análisis modal experimental, ensayos para la industria automotriz como NVH (*noise, vibration and harshness*), ensayos para el sector aeronáutico (ensayos en tierra y en operación), ensayos de caídas (*drop testing*), ensayos sísmicos.

Los acelerómetros piezorresistivos (PR) tienen el menor rango dinámico de todos. Su ventaja radica en el mayor ancho de banda de algunos modelos, que llegan a los 100 kHz (5%), muy superior al ancho de banda de los acelerómetros piezoeléctricos, y en que pueden medir aceleraciones estáticas. Hay modelos con rango de operación de 2×10^6 m/s² (200000 g). Se utilizan en ensayos donde se requiere medir transitorios de gran magnitud y duración, como los que hay en ensayos de shock de armamento militar. Para otro tipo de ensayos, de menor ancho de banda, prevalecen los acelerómetros IEPE y VC MEMS. De los fabricantes de acelerómetros analizados, la compañía PCB Piezotronics es la única que fabrica algunos modelos de acelerómetros PR.

Los acelerómetros VC MEMS son los que tienen el menor rango de operación, 4×10^3 m/s² (400 g), y menor ancho de banda, solo 2 kHz (desviación de 5%), pero tienen un mejor rango dinámico que los acelerómetros PR y también pueden medir aceleraciones estáticas como éstos. Los VC MEMS de tipo embebido son los más empleados en productos de consumo masivo, y en el caso de los tipo modular, se emplean para el análisis de vibraciones de muy baja frecuencia, como por ejemplo: supervisión de estructuras civiles como puentes y edificaciones (*civil structure monitoring*); y ensayos para evaluación del confort de usuarios durante el movimiento de un vehículo o plataforma (ascensores, automóviles, vagones de trenes).

1.3 Acondicionadores de señales

En esta parte se revisan las características de algunos acondicionadores de señales comerciales para acelerómetros IEPE. Como también existen transductores de presión IEPE (p.ej. micrófonos de medición), los acondicionadores que soportan estos transductores tendrán un ancho de banda mayor pues los micrófonos tienen un ancho de banda mayor que los acelerómetros.

Se analizarán los productos de los siguientes fabricantes:

- Hottinger Brüel & Kjær (HBK)
- Kistler Group (Kistler)
- PCB Piezotronics (PCB)
- DJB Instruments (DJB)
- Dytran Instruments (Dytran)

Dytran Instruments fue adquirida en setiembre del 2022 por el grupo Spectris que es además propietaria de HBK, y se va a realizar la fusión de HBK con Dytran, pero al momento de redactar este documento aún no se había llevado a cabo la fusión.

1.3.1 Hottinger Brüel & Kjær (HBK)

Segmenta sus acondicionadores de señales por interfaz: acondicionadores de señales CCLD (*CCLD signal conditioner*), y en acondicionadores y amplificadores de carga (*charge amplifiers and conditioners*).

Cuenta con cuatro acondicionadores de señales CCLD (IEPE):

- Type 2693-A; Nexus CCLD signal conditioner. Diseñado para ensayos en el sector automotriz. Es de un canal, ampliable hasta cuatro canales.
- Type 2694-A; CCLD Signal conditioner. Cuenta con 16 canales para transductores CCLD que pueden ser acelerómetros, preamplificadores de micrófonos y tacómetros.
- Type 1704-A-002; 2 Channel CCLD signal conditioner. Cuenta con dos canales para transductores CCLD (acelerómetros, micrófonos, tacómetros) y funciona con tensión de línea o a baterías, pues cuenta con una batería Li-Ion recargable.
- Type 1704-A-001; 1Channel CCLD signal conditioner. Cuenta con un canal para transductores CCLD (acelerómetros, micrófonos, tacómetros) y funciona con tensión de línea o a baterías, pues cuenta con una batería Li-Ion recargable [10].

El trabajo de tesis se centra en un acondicionador IEPE de un canal, razón por la cual el Type 1704-A-001 de un canal es el que se empleará en la comparativa.

1.3.2 Dytran Instruments, Inc. (Dytran)

Cuenta con acondicionadores de señales [11] que soportan transductores IEPE (acelerómetros, transductores de presión y sensores de fuerza) que funcionan a baterías (tres modelos), con tensión de línea (seis modelos) y para montaje en racks (cinco modelos). Estos acondicionadores a su vez son de dos tipos: uno es fuente de corriente; el otro, fuente de corriente y amplificador con desacoplo de la tensión de polarización.

Los acondicionadores de sólo fuente de corriente cumplen dos funciones: entregar la corriente constante de excitación al sensor, y desacoplar la tensión continua generada por la polarización del sensor, de modo que sólo la componente alterna de la señal esté a la salida del acondicionador.

En la Tabla 2 se muestran los modelos que soportan transductores IEPE.

Tabla 2 Acondicionadores de señales de Dytran Instruments que soportan transductores IEPE

Modelo	Canales IEPE	Fuente de corriente	Tiene Amplificador (ganancias)	Tipo de alimentación
4102C	1	2 mA	No	baterías (2 x 9V)
4103C	3	2 mA	No	baterías (2 x 9 V)
4105C	1	2 mA	Sí (1, 10, 100)	baterías (2 x 9 V)
4020	3	0 mA, 4mA, 10 mA seleccionable	Sí, independiente. de 0,00 a 999,9	Línea (115 V, 230 V)
E4110C	1	2 mA a 20 mA	No	Línea (230 V)
E4112B	1	4 mA	No	Línea (230 V)
E4114B1	4	2 mA a 20 mA ajuste independiente	No	Línea (230 V)
E4115B	1	2 mA a 20 mA	No	Línea (230 V)

Modelo	Canales IEPE	Fuente de corriente	Tiene Amplificador (ganancias)	Tipo de alimentación
4758A	1	4 mA	Sí (1, 10, 100)	Línea, con adaptador AC/DC de 220 V a 24 V
E4116	16	2 mA a 20 mA ajuste independiente	No	230 V montaje en rack
E4120	6	2 mA a 20 mA ajuste independiente	No	230 V montaje en rack
4121	12	2 mA a 20 mA ajuste independiente	No	230 V montaje en rack
E4122B	6	2 mA a 20 mA ajuste independiente	Sí (1, 10, 100)	230 V montaje en rack
E4123B	12	2 mA a 20 mA ajuste independiente	Sí (1, 10, 100)	230 V montaje en rack

De los catorce acondicionadores que comercializa y que soportan transductores IEPE, nueve son fuentes de corriente sin amplificador y cinco cuentan con el amplificador.

El modelo E4115B tiene la particularidad de tener acoplamiento directo (acoplo DC) en su entrada, para lo cual emplea un restador para cancelar la tensión continua, y de este modo permitir que pasen señales de muy baja frecuencia sin atenuarse. Los demás modelos cuentan con un condensador de desacoplo de la tensión continua (acoplo AC), que es la topología típica. La capacidad del condensador depende del fabricante y modelo, pero está en el rango de 10 μ F a 47 μ F .

De los seis modelos que funcionan con tensión de línea el modelo 4020 soporta transductores IEPE así como transductores de carga, por ello tiene la opción de desconectar la fuente de corriente (0 mA), y tiene ganancia configurable con resolución de 0,1; el modelo 4758A tiene ganancia configurable y los otros cuatro modelos son solo fuente de corriente.

Los acondicionadores para montaje en rack son cinco modelos, de los cuales sólo dos tienen amplificadores, y son de seis o doce canales.

Como el trabajo se centrará en el diseño de un acondicionador de un solo canal y amplificador de ganancia programable, se selecciona el modelo 4105C, que funciona a baterías, para la comparativa.

Un dato interesante que presenta esta compañía en las hojas de especificaciones de sus acondicionadores son los diagramas de los mismos (chasis y características eléctricas) con su fecha de aprobación, lo cual da una idea de la fecha en que se introdujo del modelo al mercado, o por lo menos previo a su introducción al mercado. Esta información, año de introducción al mercado, no se encuentra en los modelos de los otros fabricantes analizados.

Según la hoja de especificaciones del modelo 4102C, la revisión A es del año 2013. En la hoja de especificaciones del modelo 4103C aparecen dos fechas, una del 2001 y otra del 2013 (corresponde a la utilización del logo CE), así que podríamos asumir que es un modelo del año 2001. En el modelo 4105C aparece como fecha de aprobación el año 2005 y de la revisión A el año 2013. Aunque los diagramas y presentación física de los equipos puede ser antigua, no necesariamente lo es el circuito interno de los mismos, que pueden contar con componentes de mejores prestaciones, y de ellos depende en gran medida las características eléctricas del equipo. Por ejemplo, la revisión B del modelo 4103C es del año 2019.

Modelos más modernos son por ejemplo el 4758A cuya primera revisión es del año 2015

1.3.3 Kistler

Cuenta con veintidós acondicionadores de señales para sus distintos transductores, uno para transductores piezorresistivos, uno para transductores capacitivos MEMS, cinco para transductores IEPE y quince para transductores de carga de los cuales seis pueden opcionalmente incluir un canal para transductores IEPE. Los cinco acondicionadores de señales para transductores IEPE [12] se describen en la Tabla 3.

Tabla 3 Acondicionadores de señales de Kistler Instruments que soportan transductores IEPE

Modelo	Canales IEPE	Fuente de corriente	Tiene Amplificador (ganancias)	Tipo de alimentación
Type 5118B2	1	2 mA	Sí (1, 10, 100)	4 pilas AA 1,5 V Externa: 6V a 28V, regulada
Type 5114	1	2 mA	No	1 pila 9 V alcalina Externa (DC): 12V a 24V regulada
Type 5108A	1	4 mA	No	Externa (DC): 24 V a 32 V no regulada
Type 5148	16	2 mA a 4 mA	No	montaje en rack Externa(DC): 8 V a 20 V
Type 5127B	1	3,8 mA	Sí (1, 10) seleccionable con un puente	Externa (DC): 22 V a 30 V

De los cinco modelos sólo dos cuentan con amplificador de ganancia seleccionable, siendo ambos de un solo canal. Se emplearán ambos en la comparativa.

1.3.4 PCB Piezotronics (PCB)

Esta compañía, fabricante de transductores, acondicionadores e instrumentos de medición, adquirió la empresa Endevco, también fabricante de transductores, acondicionadores e instrumentos, y por razones comerciales ha mantenido el nombre Endevco como una de sus marcas registradas. Por ello aquí también se incluirá un acondicionador con la marca Endevco.

PCB Piezotronics comercializa veinticinco acondicionadores de señales que soportan transductores IEPE . De éstos, cuatro funcionan a baterías, dieciocho con tensión de línea y tres con fuente de tensión continua externa. De los veinticinco, siete de ellos son de un canal, de los cuales tres pueden configurarse para acoplamiento continuo de la señal (acoplamiento DC) o alterno (acoplamiento AC).

Con la marca Endevco solo comercializa un acondicionador que soporta transductores IEPE, y es el modelo 4416C.

En la Tabla 4 se muestran los siete acondicionadores de un canal y el modelo Endevco 4416C.

Tabla 4 Acondicionadores de señales de la compañía PCB y de su marca Endevco

Modelo	Canales IEPE	Fuente de corriente	Tiene Amplificador (ganancias)	Tipo de alimentación
480C02	1	2 mA a 20 mA	No	baterías (3 x 9 V)
480E09	1	2mA a 3,2 mA	Sí (1, 10, 100)	baterías (3 x 9 V)
480M122	1	3,4 mA a 4,6 mA	Sí (1, 10, 100)	baterías (3 x 9 V)
482A21	1	2 mA a 20 mA	No	Externa (DC): 32 V a 38 V
410C01	1	4 mA	Sí (1, 2, 4, 8, 10, 16, 20)	Externa (DC): 24 V

Modelo	Canales IEPE	Fuente de corriente	Tiene Amplificador (ganancias)	Tipo de alimentación
				Montaje en riel DIN
F482B11	1	2 mA a 20 mA	Sí (1, 10, 100)	Línea: 230 V
F484B06	1	2 mA a 20 mA	Sí (1)	Línea: 230 V
Endevco 4416C	1	4,7 mA	Sí (1, 10, 100)	i) Batería recargable ii) Externa (DC): 12 V

El modelo 480E09: Incluye todo lo del modelo 480C02 y además un amplificador de ganancia seleccionable de x1, x10 y x100. El modelo 480M122 sólo se diferencia del modelo 480E09 en la corriente de excitación.

El modelo 480E09 tiene acoplamiento AC en su entrada así como en su salida. En la entrada la constante de tiempo es mayor a 7 s para una carga de 1 MΩ, sin embargo en el manual aparece la imagen mostrada abajo, en la que no aparece el condensador de acoplamiento de entrada, sólo el condensador de acoplamiento a la salida, y especifica el manual que es de 47 μF, con una resistencia de pull-down como muestra la imagen. Así que hay en realidad dos constantes de tiempo para este modelo, y la constante de tiempo de la salida está determinado también por la impedancia de entrada del instrumento al que se conecte.

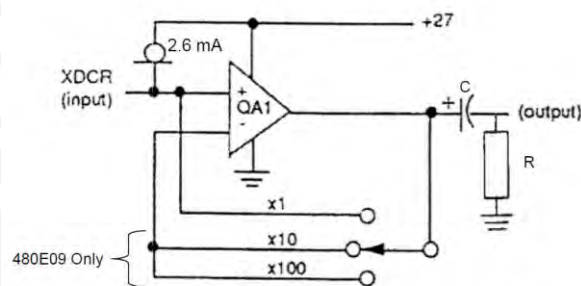


Figure 3: Models 480C02 / 480E09 Signal Conditioner Schematic

Figura 6 Diagrama de los acondicionadores 480C02 y 480E09 [13]

El modelo F482B11 tiene acoplamiento AC (22 μF, 100 kΩ) a la entrada del amplificador.

Se seleccionan para la comparativa los modelos 480E09 y Endevco®4416C [14].

1.3.5 DJB Instruments

Esta empresa, fabricante de transductores e instrumentos, comercializa seis acondicionadores de señales que soportan transductores IEPE [15], y se muestran en la siguiente tabla.

El modelo CV1-V es un modelo para montaje sobre rieles DIN, y de ganancia fija, la cual se elige al momento de la compra. El modelo VB/01 es solo fuente corriente. Los otros cuatro modelos son de ganancia seleccionable entre 1, 10 y 100. El modelo CV3-V es de tres canales y los modelos CV9-V y CV9-VDC de nueve canales.

De los modelos con ganancia seleccionable, el modelo VB/02 es el único de un solo canal que además funciona a baterías, pero es el que menos información tiene en su hoja de especificaciones, por esa razón se selecciona para la comparativa este modelo pero además el modelo CV3-V que al menos incluye en su hoja de datos la especificación de ruido de banda ancha.

Tabla 5 Acondicionadores de señales de DJB Instruments que soportan transductores IEPE

Modelo	Canales IEPE	Fuente de corriente	Tiene Amplificador (ganancias)	Tipo de alimentación
CV1-V	1	1 mA a 20 mA fijado de fábrica	Fija de fábrica opciones 1, 2, 5, 10, 20, 50, 100, 1000	Externa continua: 9 V a 30 V
VB/01	1	4 mA	No	baterías PP3 (2 x 9 V)
VB/02	1	4 mA	Sí (1, 10, 100)	baterías PP3 (2 x 9 V)
CV3-V	3	4 mA	Sí (1, 10, 100)	Externa continua: 9V a 30 V, nominal 18 V
CV9-V	9	2 mA a 14 mA seleccionable con puentes	Sí (1, 10, 100)	Externa: tensión alterna: 230 V
CV9-VDC	9	2 mA a 14 mA seleccionable con puentes	Sí (1, 10, 100)	Externa continua: 9V a 30 V, nominal 18 V

Para la comparativa incluiremos el modelo VB/02.

1.3.6 Comparativa

Se muestran a continuación varias tablas con las especificaciones de los acondicionadores de señales elegidos. La elección se basó en dos condiciones: que sean de un canal, que funcionen a baterías, que tengan ganancia programable. En el caso de los modelos de DJB, se incluyó el modelo CV3-V pues éste incluye especificaciones de ruido, que no tiene el otro modelo seleccionado, el VB/02, y en el caso de Dytran se incluyó el modelo 4758A por tener menor ruido de banda ancha que el modelo 41C02 también mostrado.

De la Tabla 6 se puede observar lo siguiente:

- La corriente de excitación empleada está en el rango [2 mA; 4,7 mA]
- La tensión de excitación está en el rango [18 V; 29 V]
- Todos tienen ganancias seleccionables de 1, 10 y 100
- Sólo en un modelo especifican la impedancia de entrada, y es mayor a 20 k Ω
- La señal de entrada puede tener una amplitud pico de 5 V (dos modelos) hasta 10 V (un modelo). En algunos modelos no especifican la magnitud.
- La señal de salida puede llegar a una amplitud pico de 5 V (un modelo) hasta 10 V (cuatro modelos)
- La impedancia de salida es de 10 Ω o mayor, teniendo dos modelos una impedancia de 50 Ω , y uno 100 Ω .

Tabla 6 Comparativa de modelos de acondicionadores de señales (primera parte)

Modelo	Fabricante	Corriente excitación	Tensión excitación	Ganancias	Impedancia entrada	Amplitud pico entrada	Amplitud pico salida	Impedancia salida
Type 1704-A-001	BHK	3,55 mA	22 V	1, 10, 100 ($\pm 1\%$)	N.E.	± 10 V	± 10 V	50 Ω
4105C	Dytran	2 mA	18 V	1, 10, 100 ($\pm 1\%$)	N.E.	± 5 V	± 5 V	50 Ω
4758A	Dytran	4 mA	20 V	1, 10, 100 ($\pm 1\%$)	N.E.	N.E.	± 10 V	N.E.

Modelo	Fabricante	Corriente excitación	Tensión excitación	Ganancias	Impedancia entrada	Amplitud pico entrada	Amplitud pico salida	Impedancia salida
Type 5118B2	Kistler	2 mA	N.E.	1, 10, 100	N.E.	±5 V	±10 V	100 Ω
480E09	PCB	2 mA	25 V a 29 V	1, 10, 100 (±2 %)	N.E.	N.E.	N.E.	N.E.
4416C	PCB (Endevco)	4,7 mA	24 V	1, 10, 100 (±1 %)	> 20 kΩ	±7,07 V	±10 V	10 Ω (2 mA máx.)
VB/02	DJB	4 mA	18 V	1, 10, 100	N.E.	N.E.	±10 V	N.E.
CV3-V 3 canales	DJB	4 mA	24 V	1 10, 100	N.E.	N.E.	±10 V	N.E.

Con respecto a la Tabla 7, podemos observar lo siguiente:

- La frecuencia de corte inferior está en el rango de 0,03 Hz a 0,8 Hz
- La frecuencia de corte superior es de 100 kHz para ganancia 1 y solo en un modelo es 500 kHz .
- El ruido de banda ancha es menor a la ganancia 1. A esa ganancia el ruido menor es de 2 μV para el rango [1 Hz; 10 kHz] y de 11 μV para el rango [1 Hz; 100 kHz], y ambos en el modelo Type 1704-A-01 de HBK. En los otros modelos el ruido es mayor, llegando en un modelo a 2 mV .

Tabla 7 Comparativa de modelos de acondicionadores de señales (segunda parte)

Modelo	Fabricante	f _{-3dB} inferior (ganancia)	f _{-3dB} superior (ganancia)	Ruido banda ancha (ganancia)	Condición medición ruido
Type 1704-A-001	BHK	0,8 Hz	100 kHz (1)	2 μV (x1) BW1 12 μV (x10) BW1 70 μV (x100) BW1 11 μV (x1) BW2 75 μV (x10) BW2 210 μV (x100) BW3	BW1: [1 Hz; 10 kHz] BW2: [1 Hz; 100 kHz] BW3: [1 Hz; 50 kHz]
4105C	Dytran	0,1 Hz	100 kHz (1) 50 kHz (10) 50 kHz (100)	0,32 mV (x1) 0,44 mV (x10) 2,4 mV (x100)	"broadband" (No indica el rango)
4758A	Dytran	0,16 Hz	200 kHz (1) 60 kHz (10) 6 kHz (100)	45 μV (x1) 300 μV (x10) 800 μV (x100)	"broadband" (No indica el rango)
Type 5118B2	Kistler	0,03 Hz	100 kHz (1) 100 kHz (10) 30 kHz (100)	< 2 mV (x1) (*) < 2 mV (x10) (*) < 5 mV (x100) (*)	N.E.
480E09	PCB	0,15 Hz	100 kHz (1) 100 kHz (10) 50 kHz (100)	3,25 μV (x1) 49 μV (x10) 569 μV (x100)	[1 Hz; 10 kHz]
4416C	PCB (Endevco)	0,1 Hz (1) 0,15 Hz (10) 0,15 Hz (100)	100 kHz (1) 100 kHz (10) 50 kHz (100)	20 μV (x1) 200 μV (x10) 2 mV (x100)	N.E.
VB/02	DJB	N.E.	N.E.	N.E.	N.E.
CV3-V	DJB	N.E.	500 kHz (1) 500 kHz (10) 100 kHz (100)	50,2 μV (x1) 81,4 μV (x10) 512 μV (x100)	[1 Hz; 10 kHz]
Observaciones: N.E.: No lo especifican (*): En la hoja de especificaciones del acondicionador Type 5118B2 aparece para el ruido la expresión con el signo mayor que (>),pero debe ser un error tipográfico, por ello se ha colocado "<".					

Con respecto a la Tabla 8, podemos observar lo siguiente:

- Sólo en dos modelos se especifican valores de densidad espectral de potencia; en los otros sólo especifican el ruido de banda ancha.
- Sólo en dos modelos especifican la distorsión armónica total, en una menor a 90 dB (0,003%) a 1kHz, y en el otro menor a 1% pero considerando un rango de frecuencias de [20 Hz; 30 kHz] y tensiones pico de 100 mV a 10 V .
- El ruido de banda ancha es mayor a mayor ganancia manteniendo el mismo ancho de banda para la medición.

Tabla 8 Comparativa de modelos de acondicionadores de señales (tercera parte)

Modelo	Fabricante	densidad espectral de ruido a ganancia 1 ($\mu\text{VHz}^{-0.5}$)	densidad espectral de ruido a ganancia 10 ($\mu\text{VHz}^{-0.5}$)	Distorsión armónica total THD
Type 1704-A-001	BHK	< 0,2 (1 Hz) < 0,05 (10 Hz) <0,025 (100 Hz) < 0,025 (1 kHz) < 0,025 (10 kHz) < 0,025 (100 kHz)	< 1,5 (1 Hz) < 0,3 (10 Hz) <0,15 (100 Hz) < 0,15 (1 kHz) < 0,15 (10 kHz) < 0,15 (100 kHz)	< 90 dB (0,003 %) @ 1 kHz, 1 V _{rms}
4105C	Dytran	N.E.	N.E.	N.E.
4758A	Dytran	N.E.	N.E.	N.E.
Type 5118B2	Kistler	N.E.	N.E.	N.E.
480E09	PCB	0,25 (1 Hz) 0,07 (10 Hz) 0,05 (100 Hz) 0,04 (1 kHz) 0,03 (10 kHz)	N.E.	N.E.
4416C	PCB (Endevco)	N.E.	N.E.	< 1,0 % 20 Hz a 30 kHz, 100 mV a 10 V pico
VB/02	DJB	N.E.	N.E.	N.E.
CV3-V	DJB	N.E.	N.E.	N.E.
Observaciones: N.E.: No lo especifican				

De la Tabla 9, podemos ver que dos equipos usan indicadores analógicos (dispositivos D'Ansoval), estos son productos comerciales vigentes, pero son diseños de hace 15 años, y además, estos consumen poca energía de las baterías. Los demás emplean leds indicadores.

Tabla 9 Comparativa de modelos de acondicionadores de señales (cuarta y última parte)

Modelo	Fabricante	detección de cable	Fuente de Energía	Características adicionales
Type 1704-A-001	BHK	2,5 V y 18 V indicadores led	Batería recargable interna	Cuenta con protección de entrada para tensión pico de 35 V
4105C	Dytran	Medidor D'Ansoval	Baterías (2 x 9 V)	
4758A	Dytran	Indicador led	Externa, alterna: 110 V a 220 V	Linealidad $\pm 1\%$ @ 1 kHz, 1,00 V eficaces.
Type 5118B2	Kistler	2 V y 21 V indicadores led	Pilas (4 x 1,5 V) Externa (DC): 6 V - 18 V	
480E09	PCB	Medidor D'Ansoval	Baterías (3 x 9V) Externa (DC): 18 V - 30 V	
4416C	PCB (Endevco)	Indicador led	Batería recargable interna Externa (DC): 12 V	
VB/02	DJB	Indicador led	baterías (2 x 9V PP3)	
CV3-V	DJB	Indicador led	Externa (DC): 9 V a 30 V	

Conclusiones de la comparativa

De los valores mostrados en la tabla podemos concluir lo siguiente respecto a estos acondicionadores de señales:

- Las características que no aparecen en las hojas de especificaciones de la mayoría de los modelos analizados son las siguientes: impedancia de entrada (7 de 8), distorsión armónica total THD y densidad espectral de ruido (6 de 8), condiciones de la medición de ruido de banda ancha (5 de 8).
- El modelo de HBK, Type 1704-A-001, es el que mayor número de especificaciones tiene (15 de las 16 analizadas), la única que no incluye es la impedancia de entrada.
- El modelo con menor ruido de banda ancha es el modelo de HBK.
- Sólo dos modelos presentan especificaciones de distorsión armónica total, pero de manera distinta que no se puede comparar. El modelo de HBK sólo especifica a 1 kHz, 100 mV de tensión eficaz, y es menor a 0,003%. El modelo Endevco, lo especifica para el rango [20 Hz; 30 kHz], amplitudes pico de 100 mV a 10 V, siendo la distorsión menor a 1,0 %
- Emplean una corriente de excitación entre 2 mA y 4,7 mA con una tensión de excitación entre 18 V y 29 V.
- La amplitud pico máxima de la señal de entrada es 5 V, 7,07 V o 10 V, dependiendo el modelo
- La amplitud pico de la señal de salida es 5 V o 10 V, siendo 5 V en el equipo con tensión de excitación menor (18 V)
- Tienen ganancias seleccionables de 1, 10 y 100
- La impedancia de salida está en el rango [10 Ω ; 100 Ω]
- La frecuencia de corte inferior está en el rango [0,03 Hz; 0,8 Hz]
- La frecuencia de corte superior para ganancia 1, es de 100 kHz y sólo en un modelo es 500 kHz.
- El ruido de banda ancha con ganancia 1 en el rango de frecuencias [1 Hz; 10 kHz] está en el rango [2 μ V; 50,2 μ V] y en el rango de frecuencias [1 Hz; 100 kHz] es de 11 μ V en el único modelo que lo especifica. En los que no especifican el rango de frecuencias de la medición de ruido, éste está en el rango [20 μ V; 2 mV].
- Para la detección del cable emplean dispositivos D'Ansoval o leds indicadores.

Debo aclarar que todos los fabricantes dan más especificaciones que las elegidas para el análisis, pues cada fabricante presenta las especificaciones más acordes para el tipo de uso para el cual diseñó el equipo. Sólo como ejemplo, algunos fabricantes mencionaban la linealidad y lo la distorsión armónica total (THD), y la razón por la que se eligió la THD en la tesis es porque se cuenta con un instrumento que permite medir este parámetro y no la linealidad.

Rango dinámico

Una particularidad en las hojas de datos de los equipos analizados es que no se menciona el rango dinámico del acondicionador, que está relacionado a la relación señal a ruido (SNR).

Se puede tener una idea aproximada de esta relación si asumimos una señal de ruido blanco de tensión eficaz 1 V aplicada al acondicionador, con lo cual su densidad espectral será constante, y consideramos que el ruido intrínseco del acondicionador en todo el ancho de banda es solo ruido blanco (en realidad hay ruido 1/f, pero sin conocer la densidad espectral de potencia no se puede aproximar). Este supuesto equivale a decir que la densidad espectral de ruido es constante en el ancho de banda a considerar, y por lo tanto la relación señal a ruido para cualquier frecuencia será constante.

Bajo los supuestos anteriores, la relación señal a ruido se obtendría con la siguiente ecuación:

$$SNR = 20 \log \left(\frac{1V}{N} \right)$$

Donde SNR es la relación señal a ruido en decibelios, y N es el ruido de banda ancha en voltios.

Con esa ecuación, y aplicándolo a los modelos que cuenten con la especificación de ruido de banda ancha, obtenemos los resultados mostrados en la Tabla 10.

Tabla 10 Acondicionadores de señales comerciales: relación señal a ruido

Modelo	Fabricante	Ancho de banda del equipo (ganancia 1)	Ruido de banda ancha (N) a ganancia 1	Ancho de banda para medición del ruido	Relación señal a ruido de 1 V $20 \log(1/N)$
Type 1704-A-001	BHK	[0,8 Hz; 100 kHz]	2 μ V	[1 Hz; 10 kHz]	114 dB
4105C	Dytran	[0,1 Hz; 100 kHz]	320 μ V	No especifica	70 dB
4758A	Dytran	[0,16 Hz; 200 kHz]	45 μ V	No especifica	87 dB
Type 5118B2	Kistler	[0,03 Hz; 100 kHz]	2 mV	No especifica	54 dB
480E09	PCB	[0,15 Hz; 100 kHz]	3,25 μ V	[1 Hz; 10 kHz]	110 dB
4416C	PCB (Endevco)	[0,1 Hz; 100 kHz]	20 μ V	No especifica	94 dB
CV3-V 3 canales	DJB	hasta 500 kHz (no especifica frecuencia mínima)	50,2 μ V	[1 Hz; 10 kHz]	86 dB

Debe observarse que el ancho de banda de la medición de ruido es la décima parte del ancho de banda del equipo. Como la contribución del ruido blanco es proporcional a la raíz cuadrada del ancho de banda, dividir el ancho de banda de la medición entre diez equivale a disminuir la contribución del ruido blanco en 10 dB, o lo que es lo mismo, aumentar el SNR en 10 dB, por ello, no deben compararse los valores obtenidos con los modelos que no especifican el ancho de banda de medición con los que sí lo hacen.

1.4 Objetivos de la tesis

Diseñar e implementar un acondicionador de señales de un canal para acelerómetros IEPE (*integrated electronics piezoelectric*) para el análisis de vibraciones. Contará con ganancia seleccionable, y detección del cable del transductor.

El equipo contará con las siguientes características:

- Fuente de corriente de excitación de 4 mA
- Tensión de excitación mínima de 18 V
- Detección de cable (cortocircuito y circuito abierto)
- Detección de sobrecarga en el amplificador (*clipping*)
- Ganancias 1 y 10, seleccionables
- Filtro pasa altos (en caso se requiera una frecuencia de corte más alta)
- Funcionará a baterías
- Tensión de alimentación de 5V, $\pm 12V$ a $\pm 15 V$ y de +27 V
- Rango dinámico superior a 90 dB
- Distorsión armónica total menor a 0,1 %

CAPÍTULO 2 Diseño del sistema

En este capítulo se presenta el diseño del acondicionador de señales, para lo cual primero se presentan las características eléctricas de los acelerómetros IEPE, y de otros transductores con interfaz IEPE, para que, aunque no sea un requerimiento del sistema, permita determinar qué mejoras realizar para lograr en futuros trabajos, contar con un acondicionador más sofisticado.

Primero se resumen las especificaciones a cumplir que se obtuvieron en el capítulo 1, luego se describe el comportamiento del transductor desde el punto de vista eléctrico de su interfaz de salida para especificar las características de entrada (*front-end*) del acondicionador, y se presentan topologías típicas que se pueden emplear.

Luego de la elección de las topologías se procede a la especificación de cada componente a elegir y finalmente se presenta el diseño elegido.

2.1 Características eléctricas de los acelerómetros IEPE

Los transductores piezoeléctricos con circuito electrónico integrado se conocen por el término genérico IEPE (*integrated electronics piezoelectric*). Constan de una parte mecánica que incluye al elemento transductor piezoeléctrico, y un circuito electrónico que como mínimo tiene una funcionalidad analógica: convertir la señal generada por el elemento piezoeléctrico (carga eléctrica) en una variación de tensión proporcional a la aceleración, con una baja impedancia de salida.

Desde el punto de vista del tipo de señal que generan a su salida los transductores IEPE, y que depende de las funcionalidades electrónicas que incorporan, se pueden clasificar en dos tipos: los de señal analógica únicamente, y los de salida analógica y digital, denominados transductores IEPE de señal mixta (*mixed signal*) que cuentan con circuito electrónico digital y analógico, y como parte del circuito digital una memoria semiconductor que almacena información del transductor. A esta información almacenada se le denomina hoja de datos electrónica del transductor, o TEDS (*transducer electronics datasheet*), y está especificada en el estándar IEEE 1451.4 [16], el cual no está limitado a su uso en transductores IEPE. Varios fabricantes producen acelerómetros IEPE con la hoja de datos electrónica TEDS en algunas de sus series o modelos, como Hottinger Brüel and Kjær o HBK (p.ej. las series 4507-B y 4508-B), Kistler (p.ej. la serie 8702B), PCB Piezotronics (p.ej., la serie 356A4X), Dytran Instruments (p.ej., modelos de la serie 3055).

Los transductores IEPE de señal mixta a su vez se subdividen en dos tipos: los que cuentan sólo con una línea eléctrica para la señal, sea analógica o digital y una tierra común; y los que cuentan con líneas eléctricas separadas para la señal analógica y digital más la tierra común.

Los ejemplos mencionados de acelerómetros comerciales IEPE con TEDS son del primer tipo: tienen solo dos líneas eléctricas (señal más tierra común). Estos modelos son compatibles al 100% con acondicionadores de señales IEPE que no soporten TEDS, y por lo tanto un acondicionador IEPE de señal mixta de dos terminales puede conectarse a un acondicionador para transductores IEPE que no soporte TEDS y sólo se perderá la funcionalidad digital del transductor.

El diseño del acondicionador a presentar en este documento se centra en los acelerómetros IEPE de señal analógica únicamente.

Como se vio en el capítulo 1, los acelerómetros IEPE tienen rangos de frecuencias que van desde 0,1 Hz hasta 15 kHz (desviación de 5 %) o 26 kHz si consideramos una desviación del 10 %. El rango dinámico

de estos acelerómetros está entre 90 dB y 110 dB, dependiendo del ancho de banda empleado para su cálculo.

Estos transductores al incorporar un circuito electrónico, requieren de una fuente de energía para alimentarlo. Se explica a continuación su funcionamiento.

2.1.1 Circuito de interfaz de acelerómetros IEPE de dos terminales

Los acelerómetros IEPE requieren de una fuente de corriente continua para energizar el circuito electrónico que incorporan, tanto para su polarización como para generar la señal de salida. La corriente mínima que requiere el transductor es 2 mA pero los fabricantes los diseñan para que puedan soportar corrientes hasta de 10 mA o 20 mA . Esa corriente es suministrada por la misma línea en la que estará presente la señal de salida.

La Figura 7 muestra el bosquejo de un transductor IEPE de sólo dos terminales de salida (rectángulo izquierdo) y su conexión a un acondicionador de señales (derecha). La conexión se realiza mediante un cable de dos polos, que por lo general es un cable coaxial, pero podría emplearse otro tipo de cable, como por ejemplo par trenzado. En el ejemplo el transductor es un acelerómetro.

En el lado del transductor se ha representado al elemento piezoeléctrico conectado al amplificador, el cual realiza la conversión, amplificación y modulación de la tensión (V_A) entre la línea de salida (B) y la línea común (D). En el lado del acondicionador sólo se ha representado la fuente de corriente (ICC) y el condensador de desacoplo (C1).

Se ha dibujado deliberadamente la fuente de tensión VBAT en serie con la fuente de corriente para resaltar que la fuente de corriente es un circuito electrónico que requiere de una fuente de alimentación para su correcto funcionamiento, y esa es la finalidad de VBAT.

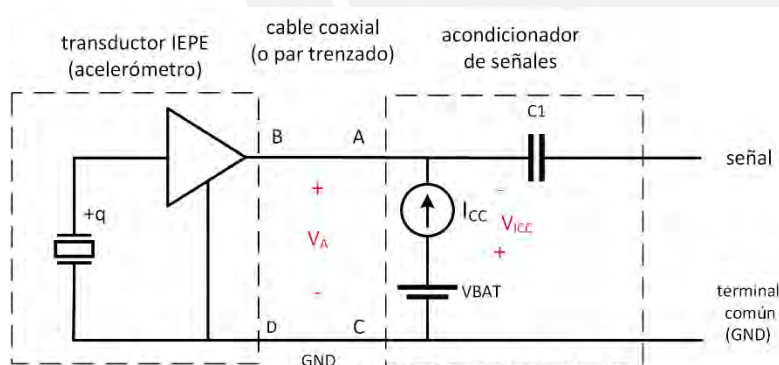


Figura 7 Transductor IEPE conectado a un acondicionador de señales

Cuando se conecta el transductor al acondicionador, la corriente I_{CC} polariza el circuito electrónico del transductor, y el amplificador genera una tensión de polarización (*bias voltage*) V_{BIAS} , que se mantiene constante mientras el transductor esté en reposo (no es sometido a una aceleración). Cuando ocurre una aceleración, el elemento transductor genera una carga eléctrica que el amplificador transforma a una variación de tensión $v_a(t)$ proporcional a la aceleración, modulando la tensión de polarización. De este modo, la tensión instantánea en la salida del transductor es la suma de una componente continua, que es la tensión de polarización V_{BIAS} , y una componente alterna, la señal proporcional a la aceleración $v_a(t)$.

$$v_A(t) = V_{BIAS} + v_a(t)$$

La amplitud de la señal de salida del transductor queda limitada por tres condiciones:

- La tensión de saturación en nivel alto y nivel bajo de su amplificador
- La tensión de polarización
- Máxima tensión en terminal de la fuente de corriente, y que ésta siga regulándola correctamente.

Las dos primeras son características del circuito electrónico del transductor y la tercera del acondicionador de señales.

La tensión de saturación en nivel alto limita la amplitud pico positiva de la señal de salida, pasado el cual ocurren recortes de la señal (*clipping*) o deja de ser lineal la señal salida. La tensión de saturación en nivel bajo limita la amplitud pico negativa de la señal de salida, quedando recortada la porción de la señal por debajo de ese nivel de tensión o dejando de cumplir las especificaciones de linealidad del fabricante.

Como la tensión de saturación es una característica que limita la excursión de la señal de salida, los fabricantes en vez de especificar la tensión de saturación, especifican la máxima excursión simétrica de salida, indicando la amplitud pico de ésta, o incluso la pueden omitir pues ésta se puede determinar a partir de la sensibilidad y el rango de operación del transductor.

Regresando a la Figura 7, la fuente de corriente del acondicionador requiere de una tensión mínima de polarización V_{ICC} , así que si se alimenta con una fuente de tensión V_{BAT} , la máxima tensión que podría haber entre los terminales de entrada del acondicionador (A, C) y que la fuente de corriente regule correctamente sería:

$$V_{ACOND_{max}} = V_{BAT} - V_{ICC_{min}} \quad (1)$$

La magnitud de $V_{ICC_{min}}$ depende del diseño de la fuente de corriente.

Los fabricantes de los transductores IEPE especifican las características que debe de cumplir la fuente de corriente a emplear, siendo una de ellas el rango de V_{ACOND} que soporta el transductor, y lo denominan tensión de alimentación sin carga (*unloaded voltage supply*) o simplemente tensión de la fuente de alimentación.

Si la amplitud pico máxima de la señal es V_{ap} , la tensión máxima que habrá en la salida será:

$$v_{A_{max}} = V_{BIAS} + V_{ap} \quad (2)$$

y la tensión mínima será:

$$v_{A_{min}} = V_{BIAS} - V_{ap} \quad (3)$$

La Figura 8 muestra un ejemplo en el que la señal de salida del transductor está en todo momento en la región lineal. La tensión máxima del acondicionador ($V_{ACOND_{max}}$) es mayor o igual a la mínima requerida por el transductor ($V_{A_{max}}$), y la amplitud negativa de la señal está por encima de la tensión mínima.

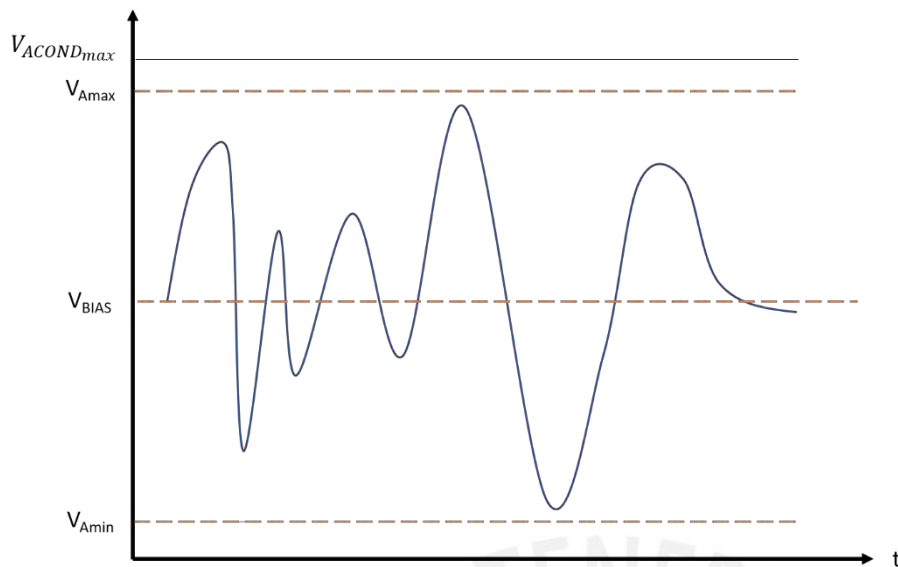


Figura 8 Señal de salida de transductor conectado a acondicionador.

La Figura 9 muestra lo que ocurre cuando se aplica una aceleración que supera el rango de operación lineal especificado por el fabricante. Ocurren recortes en la excursión negativa y positiva de la señal (curva negra). Se muestra en línea a trazos rojo la señal que debía aparecer. Observar que al igual que en el ejemplo anterior, La tensión máxima del acondicionador ($V_{ACOND_{max}}$) es mayor o igual a la mínima requerida por el transductor ($V_{A_{max}}$).

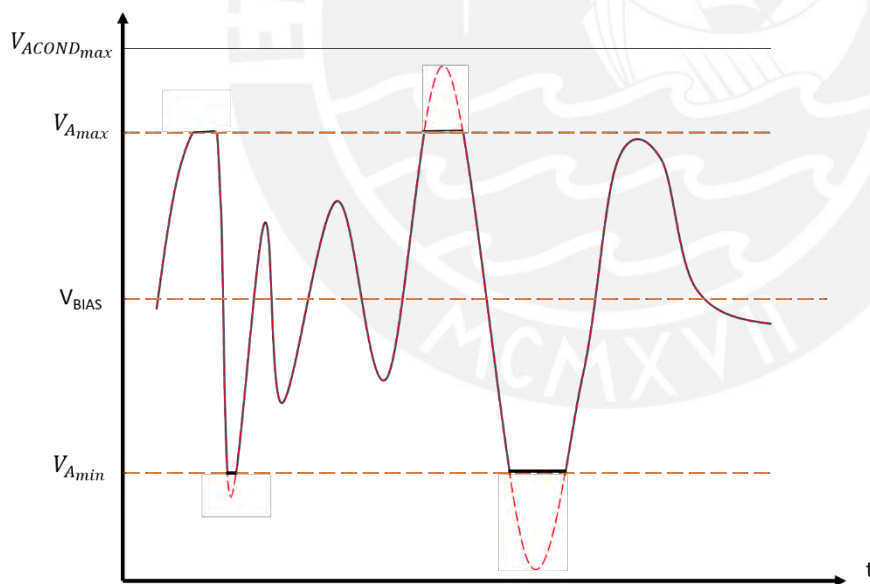


Figura 9 Señal de salida del transductor. Hay recortes en ambos extremos de la señal.

La Figura 10 muestra lo que ocurre cuando la amplitud de la señal está dentro del rango de operación, pero la fuente de corriente no puede mantener la tensión mínima requerida por el transductor ($V_{A_{min}}$): se presentan recortes en las combas positivas de la señal.

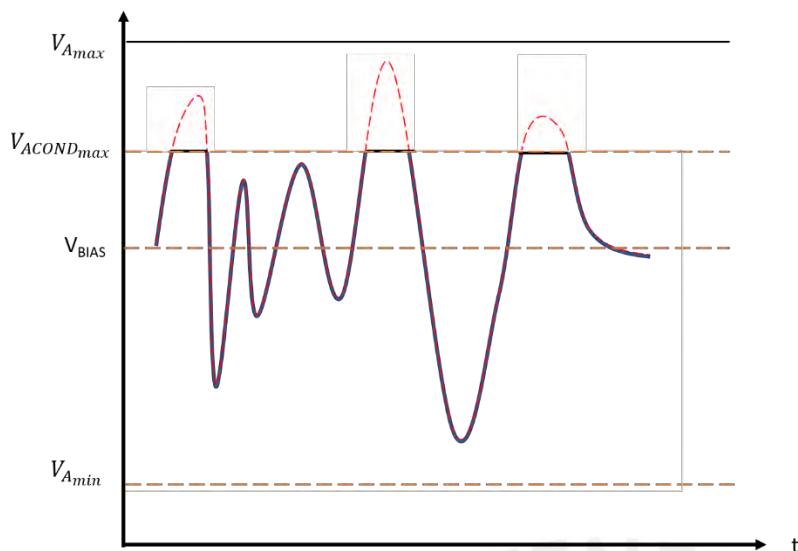


Figura 10 Señal de salida del acondicionador recortada en combas positivas. Fuente de corriente no es capaz de mantener la tensión mínima requerida por transductor (V_{Amax})

En algunos modelos de transductores IEPE es posible emplear una fuente de corriente que soporte una tensión sin carga inferior a la mínima sin que por ello se degrade la linealidad, pero queda limitado el rango de operación debido a los recortes que podrían ocurrir en la comba positiva de la señal.

La Tabla 11 muestra valores típicos de las características eléctricas mencionadas para los transductores IEPE. Se emplean como ejemplos transductores de Hottinger Brüel & Kjær (HBK), Kistler Instruments, y de PCB Piezotronics (PCB) uno de sus modelos marca Endevco.

En las filas inferiores se muestran los valores instantáneos de tensión mínima (V_{Amin}) y máxima (V_{Amax}) representados en la Figura 10 que se tendrían para la aceleración máxima en cada transductor.

Tabla 11 Características de tres acelerómetros IEPE comerciales

	Característica	Modelo		
		TYPE 4397-A (HBK) [17]	TYPE 8702/4B25 (Kistler) [18]	7250A-2 Endevco® (PCB) [19]
1	Rango de operación	$\pm 5000 \text{ m/s}^2$ $\pm 7500 \text{ m/s}^2$ @ $T_A < 100 \text{ }^\circ\text{C}$	$\pm 245 \text{ m/s}^2$ ($\pm 25 \text{ g}$)	$\pm 24500 \text{ m/s}^2$ ($\pm 2500 \text{ g}$)
2	Sensibilidad	1 mV/ms^{-2}	$20,4 \text{ mV/ms}^{-2}$ (200 mV/g)	$204 \text{ } \mu\text{V/ms}^{-2}$ (2 mV/g)
3	Tensión de polarización (bias voltage) V_{BIAS}	$(12 \pm 0,5) \text{ V}$ @ 4 mA	11 V	$[11; 14] \text{ V}$ @ $24 \text{ }^\circ\text{C}$
4	Tensión de salida escala completa $\pm V_{ap}$	$\pm 5 \text{ V}$ $\pm 7,5 \text{ V @ } T_A < 100 \text{ }^\circ\text{C}$	$\pm 5 \text{ V}$	$\pm 5 \text{ V}$
5	Corriente	$[2; 10] \text{ mA}$	2 mA	$[2; 20] \text{ mA}$
6	Impedancia de salida	$< 100 \text{ } \Omega$	$< 100 \text{ } \Omega$	$< 200 \text{ } \Omega$
Fuente de alimentación :				
7	Corriente de alimentación	$[2; 10] \text{ mA @ } T_A < 125 \text{ }^\circ\text{C}$ $[2; 20] \text{ mA @ } T_A < 100 \text{ }^\circ\text{C}$	4 mA	$[2; 20] \text{ mA}$
8	Tensión sin carga	$[24; 30] \text{ V}$ (rango completo) 18 V (rango reducido)	$[20; 30] \text{ V}$	$[24; 28] \text{ V}$
9	Impedancia de entrada mínima	N.E.	$100 \text{ k}\Omega$	N.E.
10	$V_{Amin} = V_{BIASmin} - V_{ap}$	$6,5 \text{ V}$ (rango $\pm 5000 \text{ m/s}^2$) 4 V (rango $\pm 7500 \text{ m/s}^2$)	6 V	6 V

	Característica	Modelo		
		TYPE 4397-A (HBK) [17]	TYPE 8702/4B25 (Kistler) [18]	7250A-2 Endevco® (PCB) [19]
11	$V_{Amax} = V_{BIASmax} + V_{ap}$	20 V	16 V	19 V

Se observa de los casos mostrados que la amplitud a escala completa de la señal es de 5 V en general. Sólo en un modelo puede llegarse a una amplitud de 7,5 V pero no en todo el rango de temperaturas. En general, en la mayoría de transductores la señal de salida tiene una amplitud de tensión pico de 5 V.

La tensión de polarización del transductor depende de la temperatura y corriente de polarización del acondicionador y está en el rango de +11 V a +14 V. A mayor corriente, mayor la tensión de polarización.

La tensión instantánea mínima de salida del transductor es de 6 V a 6,5 V y en un modelo podría llegar a 4 V.

De acuerdo a la tensión de polarización, sensibilidad y rango de operación, la tensión pico máxima de la señal está entre 16 V y 20 V dependiendo del modelo de transductor.

La corriente que mínima que requiere el transductor para funcionar correctamente es 2 mA y la corriente máxima 10 mA o 20 mA, según el modelo. Lo común es que se emplee una corriente de 4 mA. No es recomendable, salvo casos especiales, emplear una corriente mayor a 4 mA, pues el efecto será el calentamiento del circuito electrónico del transductor al tener que disipar mayor energía, y si el acondicionador funciona a baterías se tendrá menor tiempo de autonomía.

La tensión mínima sin carga que debe tener la fuente de corriente para garantizar que se tenga la máxima excursión de la señal garantizada por el fabricante es de 20 V en el modelo de Kistler, y 24 V en los modelos de HBK y PCB. Este valor, en general es de 20 V o superior. Esta tensión mínima considera todo el rango permitido de corriente de alimentación, pues a mayor corriente, mayor será la tensión de polarización en el transductor.

La tensión máxima sin carga que debe tener la fuente de corriente para garantizar que no se dañe el circuito electrónico del transductor es de 28 V a 30 V. Es por lo tanto recomendable no superar los 28 V.

La impedancia de salida del transductor es menor a 200 Ω . En general la impedancia de salida es menor o igual a 100 Ω .

Sólo en un modelo se especifica la impedancia mínima de entrada que debe de tener el acondicionador a emplear, y es 100 k Ω .

2.2 Acondicionadores de señales

En el capítulo 1 se determinaron las especificaciones del acondicionador, las cuales se repiten a continuación:

- Fuente de corriente de excitación de 4 mA
- Tensión de excitación mínima de 18 V
- Detección de cable (cortocircuito y circuito abierto)
- Detección de sobrecarga en el amplificador (*clipping*)
- Ganancias 1 y 10, seleccionables

- Filtro pasa altos (en caso se requiera una frecuencia de corte más alta)
- Funcionará a baterías
- Tensión de alimentación de 5V, $\pm 12V$ a $\pm 15 V$ y de +27 V
- Rango dinámico superior a 90 dB
- Distorsión armónica total menor a 0,1 %

2.3 Especificaciones del acondicionador a diseñar

En base al análisis realizado se definen las siguientes especificaciones para el acondicionador a diseñar:

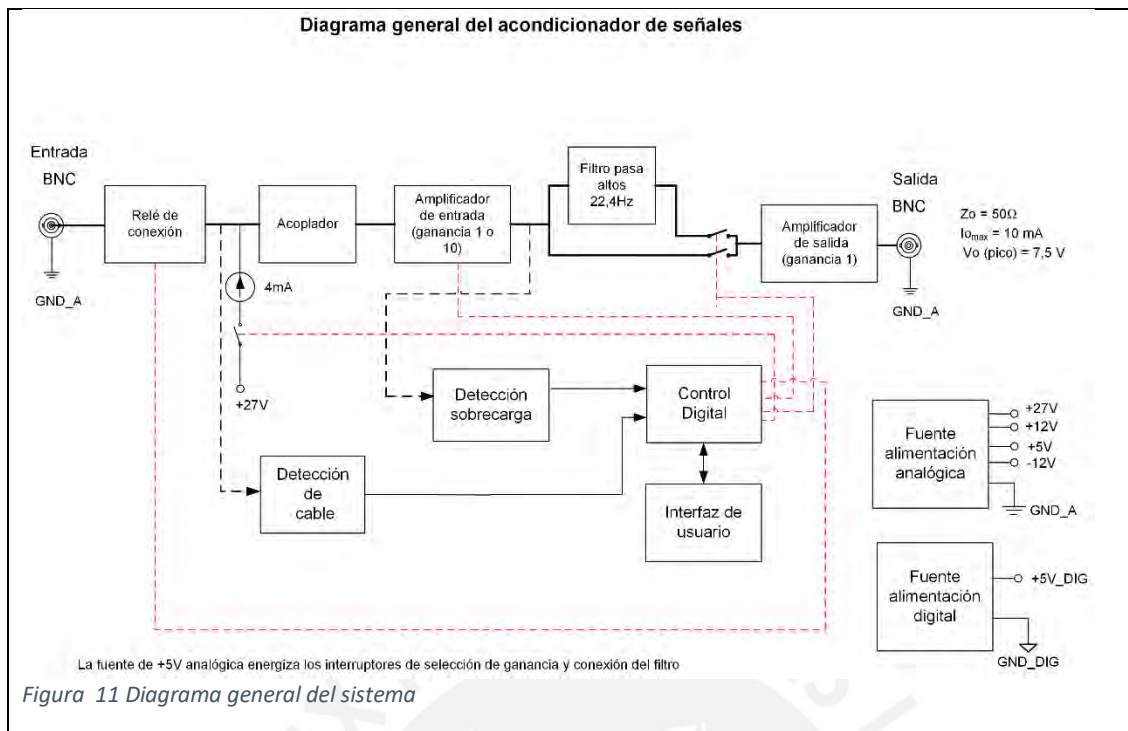
Fuente de corriente	Magnitud	Notas adicionales
Tensión sin carga, mínima	21 V	peor caso al emplear 3 baterías recargables de 8,4 V
Tensión sin carga máxima	27 V	peor caso al emplear 3 pilas alcalinas de 9 V
Corriente de salida	4 mA	ajustable internamente hasta 10 mA
Impedancia mínima de entrada	100 k Ω	
THD	0,02 %	@ 1 Vrms, [20 Hz; 20 kHz]
<i>Slew rate</i>	8 V/ μ s	
Temperatura ambiente de operación	[10 °C ; 30 °C]	

2.4 Elementos del sistema

El sistema contará de las siguientes partes:

- Fuente de corriente de 4 mA
- Circuito de acoplamiento
- Amplificador de entrada
- Filtro pasa altos
- Amplificador de salida
- Detector de cable
- Detector de sobrecarga
- Interfaz digital del usuario y control

La imagen muestra el diagrama de bloques del sistema.



En el diagrama las líneas discontinuas de color rojo corresponden a señales de control provenientes del control digital que accionan a los interruptores y relé. Las líneas discontinuas de color negro representan a la señal analógica que llega a los detectores de cable y de sobrecarga. Las líneas continuas gruesas indican la ruta de la señal desde la entrada hasta la salida.

La entrada y salida terminan en conectores BNC estándar de 50 Ω de impedancia.

La señal de entrada llega a uno de los contactos de un relé. Este relé se encarga de conectar y desconectar la señal del transductor al acoplador.

La fuente de corriente es alimentada con una tensión de 27 V y genera una corriente constante de 4 mA que energiza al transductor cuando el contacto del relé está cerrado. La fuente de corriente se controla mediante un interruptor que conecta la fuente de 27 V.

El detector de cable genera señales digitales que indican si la tensión de polarización a la entrada del acoplador, y por lo tanto del transductor si el contacto del relé está cerrado, está dentro del rango de tensión que corresponde a un transductor IEPE cuando está energizado con la fuente de corriente o no. Genera tres estados digitales: abierto (no hay transductor conectado), conectado (se detectó conectado un transductor), cortocircuito (la tensión es muy baja, y no corresponde al de un transductor en buen estado).

El acoplador es un condensador que bloquea la tensión de polarización debida a la fuente de corriente y el transductor, dejando pasar solo la componente alterna, que llega al amplificador de entrada, cuya ganancia puede ser 1 o 10 y se selecciona con dos interruptores MOSFET.

La salida del amplificador llega al filtro pasa altos, que tiene una frecuencia de corte de 22,4 Hz. El uso del filtro es opcional, y se puede conectar la salida del amplificador directamente al amplificador de salida cerrando el interruptor que los une y abriendo el interruptor de salida del filtro.

El detector de sobrecarga analiza si la tensión de la señal de salida del amplificador de entrada está dentro del rango lineal permitido, que es de $\pm 7,5$ V.

El amplificador de salida tiene una impedancia de salida de 49,9 Ω , y puede entregar una corriente pico máxima de 10 mA .

Las fuente de alimentación analógica proviene de dos baterías de 12 V y tres baterías de 9 V, con las cuales se obtienen las tensiones de +12 V , -12 V , +5 V y +27 V . La fuente de alimentación digital se obtiene de un banco de baterías de 5 V . Esta última es la que energiza al control digital e interfaz de usuario.

2.4.1 Diseño de la fuente de corriente

La fuente de corriente debe generar una corriente continua regulada de 4 mA que debe ser estable ante variaciones de temperatura y tener impedancia de salida relativamente alta en todo el rango de frecuencias de interés.

El diseño de la fuente de corriente puede basarse en los siguientes dispositivos:

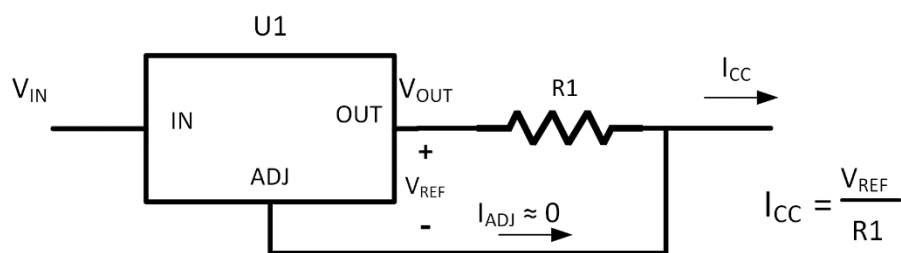
- Diodo regulador de corriente
- Regulador de corriente
- Regulador de tensión

El diodo regulador de corriente o también llamado diodo limitador de corriente (*current limiting diode*) es un dispositivo de dos terminales basado en un JFET que mantiene la corriente aproximadamente constante entre sus terminales a los que se les denomina, al igual que en los diodos, ánodo (A) y cátodo (K). Hay modelos para corrientes en el rango de 0,08 mA hasta 5,1 mA . La sensibilidad a variaciones de la temperatura depende del modelo, estando en el rango de -0,53 %/°C hasta +2,1 %/°C . La tensión de polarización mínima requerida entre sus terminales es aproximadamente 6 V .

Los reguladores de corriente son circuitos integrados diseñados expresamente para generar corriente continua regulada y se conectan en serie con la carga cuya corriente se quiere mantener constante. Hay modelos que permiten fijar el valor de corriente entre 100 μ A y 10 mA mediante una resistencia que se conecta entre dos de sus terminales. Son sensibles a las variaciones de temperatura, con un coeficiente de temperatura que puede llegar a +4 %/K, y solo lo especifican para corrientes menores a 1 mA, pues para corrientes mayores el propio calentamiento del dispositivo eleva más la temperatura, razón por la cual también requieren de un circuito de compensación. La tensión de polarización mínima de estos dispositivos es de aproximadamente 1 V .

El regulador de tensión se diseña para ser estable ante variaciones de temperatura y mantener constante la tensión de salida, pero se puede emplear para generar una corriente constante.

La Figura 12 muestra la topología típica de una fuente de corriente basada en un regulador de tensión ajustable.



U1: Regulador de tensión ajustable

Figura 12 Fuente de corriente regulada utilizando regulador de tensión ajustable

De las tres formas descritas, se empleará la que utiliza el regulador de tensión.

Las especificaciones del regulador de tensión ajustable a considerar para el diseño son las siguientes:

- **Tensión diferencial entrada-salida** (*input-to-output differential voltage range*): La diferencia de tensión entre la entrada no regulada (V_{IN}) y la salida regulada (V_{OUT})
- **Caída de tensión entrada-salida** (*dropout voltage*): es la tensión diferencial entrada-salida mínima requerida para mantener la regulación de la tensión de salida V_{OUT} dentro de las especificaciones dadas por el fabricante.
- **Rango de tensión diferencial entrada-salida**: el rango de tensiones dentro del cual el regulador funciona dentro de las especificaciones dadas por el fabricante. Una magnitud de tensión diferencial superior al máximo dañaría el dispositivo.
- **Corriente de polarización** (*bias current*): es la corriente que circula por el terminal de ajuste (I_{ADJ}), cuyo valor ideal es 0 mA .
- **Corriente de salida máxima** (*maximum output current*): la máxima corriente de salida que puede haber a la salida del regulador.
- **Tensión de referencia** (*reference voltage*): la tensión entre el terminal de salida y el de ajuste (V_{REF}), que idealmente debería ser constante.
- **Máxima disipación de potencia**: la máxima potencia que puede disipar el regulador.
- **Resistencia térmica** o coeficiente térmico: razón de variación de la temperatura del dispositivo regulador a variaciones de la potencia disipada.
- **Sensibilidad de la tensión de referencia**: razón de cambio de la tensión de referencia a variaciones de temperatura.

La tensión nominal de alimentación del regulador será 27 V y su rango [25,2 V; 28,2 V] . Con estos valores se garantiza que funcione con baterías recargables de 8,4 V y con pilas alcalinas de 9 V que nuevas pueden llegar a tener una tensión de 9,4 V .

Como se empleará para implementar una fuente de corriente, debe de regular correctamente incluso en cortocircuito, en cuyo caso la tensión diferencial máxima estaría dada por la siguiente ecuación (ver Figura 12 para el circuito):

$$(V_{IN} - V_{OUT})_{MAX} = V_{IN_{MAX}} - V_{REF} = 28,2 V - V_{REF} \quad (4)$$

Como $V_{REF} > 0$, la tensión diferencial entrada-salida máxima será menor a 28,2 V , así que el regulador a elegir debe tener una tensión diferencial entrada-salida máxima superior a 28,2 V .

La mínima tensión sin carga del acondicionador a diseñar será 21 V, por lo tanto, se debe cumplir que:

$$V_{IN_{MIN}} - V_{DROPOUT} - V_{REF} \geq 21 V \quad (5)$$

Donde:

- $V_{DROPOUT}$ es la caída de tensión entrada-salida mínima del regulador (*dropout voltage*)
- V_{REF} es la tensión de referencia del regulador (Figura 12)

Considerando que la tensión de alimentación mínima será de 25,2 V se tendría:

$$V_{DROPOUT} + V_{REF} \leq 25,2 V - 21 V = 4,2 V \quad (6)$$

La corriente de salida nominal requerida es 4 mA , así que el regulador a elegir debe tener una corriente de salida máxima superior a 4 mA .

La potencia disipada por el regulador (P_D) es:

$$P_D = (V_{IN} - V_{OUT})I_{OUT} \quad (7)$$

El sistema se va a diseñar para una corriente de salida de 4 mA , y la tensión de alimentación será de 27 V, así que la potencia máxima disipada por el regulador será de 27 V * 4 mA = 108 mW

El diseño de la fuente permitirá que se ajuste la corriente hasta 10 mA, en cuyo caso la potencia disipada podría llegar a 270 mW .

El regulador elegido es el LM317LCL de Texas Instruments [20] . En la Tabla 12 se presentan las especificaciones analizadas.

Tabla 12 Características del regulador de tensión LM317LCL y requerimientos de diseño

Parámetro	Expresión	LM317LCL			Valor requerido	Unidades
		Mínimo	Típico	Máximo		
Tensión diferencial entrada-salida	$V_{IN}-V_{OUT}$	2,5		40	> 28,2	V
Caída de tensión entrada-salida	V_{DROP}			2,5		V
Tensión de referencia	V_{REF}	1,2	1,25	1,3		V
Caída de tensión entrada-salida más tensión de referencia	$V_{DROP} + V_{REF}$	3,7		3,8	< 4,2	V
Corriente de salida	I_{OUT}	2,5		100	> 4	mA
Corriente de polarización (<i>bias current</i>)	I_{ADJ}	50		100		μ A
Temperatura de operación de la unión (<i>junction temperature</i>)	T_J			150		$^{\circ}$ C
Resistencia térmica de la unión al medio ambiente	$R\theta_{JA}$			139,5		$^{\circ}$ C/W
Sensibilidad de la tensión de referencia en todo el rango de temperatura	$\Delta V_{REF}/V_{REF}$		10			mV/V
Variación de I_{ADJ} en todo el rango de temperaturas	ΔI_{ADJ}			5		μ A

La máxima temperatura ambiente de operación es 40 $^{\circ}$ C . Considerando un incremento de temperatura de 10 $^{\circ}$ C dentro del chasis del acondicionador, la temperatura ambiente cercana al regulador (T_A) sería de 50 $^{\circ}$ C y la temperatura de unión (*junction*) máxima del regulador será:

$$T_J = T_A + R\theta_{JA} \cdot P_D = 50 \text{ }^{\circ}\text{C} + 139,5 \frac{\text{ }^{\circ}\text{C}}{\text{W}} \cdot 270 \text{ mW} = 87,7 \text{ }^{\circ}\text{C} \quad (8)$$

cumpliendo con ser menor de 150 $^{\circ}$ C .

La tensión en la resistencia R1 (ver Figura 12) está dada por la siguiente ecuación:

$$V_{R1} = V_{REF} = I_{OUT} \cdot R1 \quad (9)$$

La corriente de salida total es:

$$I_{CC} = I_{OUT} + I_{ADJ} \quad (10)$$

De ecuaciones (9) y (10) obtenemos:

$$I_{CC} = \frac{V_{REF}}{R1} + I_{ADJ} \quad (11)$$

$$R1 = \frac{V_{REF}}{I_{CC} - I_{ADJ}} \quad (12)$$

La corriente de polarización máxima del regulador I_{ADJ} es $100 \mu A$, que es 2,5% de la corriente nominal. La tensión de referencia mínima es de 1,20V y la máxima de 1,30 V . Con esos valores el valor de R1 para una corriente de 4 mA está en el rango [300Ω ; 335Ω] y para una corriente de salida de 10 mA R1 está en el rango [120Ω ; 132Ω].

Para poder ajustar la corriente, se implementará R1 con una resistencia de 100Ω con coeficiente de temperatura (TC_{R1}) de $\pm 100 \text{ ppm}/^\circ C$ en serie con un potenciómetro de 500Ω y coeficiente de temperatura (TC_{RV1}) de $\pm 100 \text{ ppm}$.

De esta manera, si se ajustara la corriente a 4 mA a una temperatura ambiente de $20^\circ C$, la variación de la corriente ante una variación de temperatura de $\pm 30^\circ C$ en el peor caso sería:

$$\Delta I_{CC} = \pm \left(\Delta V_{REF} \frac{1}{R1} + \frac{\Delta R1}{R1} \cdot \frac{V_{REF}}{R1} + \Delta I_{ADJ} \right) \quad (13)$$

Esta ecuación se puede escribir también así:

$$\Delta I_{CC} = \pm \left(\left(\frac{\Delta V_{REF}}{V_{REF}} + \frac{\Delta R1}{R1} \right) (I_{CC} - I_{ADJ_{MIN}}) + \Delta I_{ADJ} \right) \quad (14)$$

El fabricante del regulador de tensión sólo especifica el valor típico de variación de V_{REF} con la temperatura, que es de 10 mV/V en todo el rango de temperatura de operación, y la máxima variación de I_{ADJ} es de $5 \mu A$ también en todo el rango de temperaturas . No especifica el valor mínimo de I_{ADJ} , así que asumiremos el caso ideal de 0 mA . Reemplazando valores en (14) se obtiene:

$$\Delta I_{CC} = \pm \left(10 \frac{\text{mV}}{\text{V}} + 100 \frac{\text{ppm}}{^\circ C} \cdot 30^\circ C \cdot \frac{10^{-6}}{1 \text{ ppm}} \right) \cdot (4 \text{ mA}) + 5 \mu A = \pm 57 \mu A \quad (15)$$

La variación de la corriente de salida ante una variación de la temperatura ambiente de $30^\circ C$ es en el peor caso de $57 \mu A$, una variación de 1,4 % respecto a la corriente nominal.

2.4.2 Diseño del amplificador

Para el diseño del amplificador y filtro deben de considerarse las siguientes especificaciones del sistema:

- Distorsión armónica total: menor a 0,1 %

- Relación señal a ruido: 90 dB o superior en el rango [10 Hz; 10 kHz]
- Ancho de banda : mayor a 10 kHz (-0,5 dB), mayor a 100 kHz (-3 dB)
- Variación de fase sin filtro: inferior a 5° en el rango [10 Hz; 10 kHz]
- Máxima amplitud pico de la señal de entrada: 7,5 V
- Máxima amplitud pico de la señal de salida: 7,5V

Al contar la entrada del acondicionador con un condensador de desacoplo de la tensión continua, la señal que llegará a la entrada del amplificador será alterna, por lo tanto, el amplificador que se vaya a emplear debe de funcionar con tensiones de alimentación simétricas (fuentes positiva y negativa de la misma magnitud).

Los transductores IEPE se basan en el uso de un terminal de tierra común para la señal analógica, es decir, la señal está referida al terminal de referencia de potencial 0 V . A estas señales se las califica en inglés como *single-ended*.

El diseño de un amplificador, puede basarse en transistores discretos, amplificadores operacionales (OPAMP), amplificadores de instrumentación (INAMP).

Los amplificadores basados en transistores discretos se emplean en situaciones especiales, en las que no hay en el mercado un OPAMP o INAMP que cumpla con las especificaciones requeridas, como por ejemplo el diseño de la primera etapa de amplificación con muy bajo ruido. El costo del diseño y ensayos así como de la fabricación de estos amplificadores es mayor al de amplificadores basados en OPAMP o INAMP. Por esas razones se ha descartado el uso de transistores discretos para el diseño del amplificador del acondicionador de señales.

Los INAMP están diseñados para amplificar señales diferenciales y la señal de un transductor IEPE no es diferencial sino *single-ended*, y por esta razón no se emplearán en el diseño del amplificador.

Se diseñará el sistema basado en los OPAMP.

Para la selección del opamp, además de las especificaciones indicadas líneas arriba, se considerarán las siguientes premisas:

- La distorsión armónica total (THD) en un opamp no se puede corregir, y los fabricantes por lo general sólo especifican valores típicos, por lo tanto debe elegirse uno cuyo THD típico sea por lo menos cinco veces menor al requerido para el sistema.
- Como el objetivo es lograr un THD de 0,1%, se elegirá un opamp cuyo THD típico sea menor a 0,02% .
- El ruido generado por el opamp no se puede reducir, y los fabricantes sólo especifican valores típicos, por ello en la sección sobre el ruido del sistema se emplea un factor de seguridad para los cálculos que toma en consideración esta premisa, y además cualquier efecto externo, como ruido electromagnético.

Se determinará primero el ruido total que debe haber en el sistema, y en base a éste se determina cuánto ruido es posible tener en cada etapa del sistema.

2.4.2.1 Ruido del sistema

En esta parte se empleará la siguiente simbología:

e_1, e_n : e minúscula con subíndice representa la tensión eficaz de un generador de tensión de ruido

i_{np}, i_{nn} : i minúscula con subíndice representa la corriente eficaz de un generador de corriente de ruido

$\overline{e_n^2}, \overline{e_1^2}$: Densidad espectral de tensión de ruido en V^2/Hz

$\overline{i_{nn}^2}, \overline{i_{np}^2}$: Densidad espectral de corriente de ruido en A^2/Hz

E_n, E_1 : Tensión de ruido en algún nodo o rama del circuito, debido a la contribución de uno o más generadores de ruido

E_{nRTI} : Tensión de ruido E_n referida a la entrada en voltios

E_{nRTI}^2 : Valor cuadrático medio de la tensión de ruido E_n referida a la entrada en V^2

E_{nRTO} : Tensión de ruido E_n referida a la salida en voltios

$\Delta f, BW$: Ancho de banda en hertz

$R1 || R2$: $R1$ en paralelo con $R2$.

Intentar realizar el cálculo del ruido con gran precisión no tiene sentido por dos razones. La primera, aunque no la más importante, porque los fabricantes de amplificadores operacionales no especifican los límites máximos de ruido de sus dispositivos, sino solo los valores típicos. La segunda, la razón principal, porque las fuentes de ruido en un amplificador no están prácticamente correlacionadas, lo cual hace que prevalezca una de las fuentes de ruido respecto a las demás [21].

El ruido, además de depender del amplificador en sí, depende también de la impedancia de la fuente de señal (en el caso del acondicionador, del transductor IEPE) y del rango de frecuencias [21].

Uno de los objetivos de este trabajo es lograr que la relación señal a ruido del acondicionador sea de 90 dB o superior, en el rango de frecuencias [10 Hz; 10 kHz].

Lo anterior no implica que el ruido del sistema solo exista en ese rango de frecuencias. En realidad el ruido total del sistema depende del ancho de banda que tengan los amplificadores diseñados, sin embargo, se puede medir la contribución al ruido en el ancho de banda de diseño: [10 Hz; 10 kHz] .

Si consideramos como referencia una señal de tensión eficaz de 1 V, entonces la tensión equivalente máxima de ruido E_n será:

$$SNR = 20 \cdot \log\left(\frac{1V}{E_n}\right) > 90 \text{ dB} \Rightarrow E_n < 31,62 \mu V \quad (16)$$

El ruido de banda ancha del acondicionador debe ser entonces inferior a 31,62 μV medido en el ancho de banda [10 Hz; 10 kHz] .

Todos los componentes electrónicos del acondicionador tienen ruido intrínseco (resistencias, amplificadores), y también habrá ruido en el sistema debido a las emisiones electromagnéticas externas que pueden ingresar. Por ello, el blindaje tendrá un rol importante al momento de construir el acondicionador.

El valor obtenido en (16) es el máximo que debe tener el sistema e incluye el efecto de cualquier ruido que llegue del exterior. Además, los fabricantes solo indican los valores típicos para la densidad espectral de ruido de sus amplificadores, con lo cual, un opamp utilizado en la implementación del equipo podría tener un nivel de ruido mayor al valor típico indicado en su hoja de datos. Para tomar

en consideración estas condiciones, se multiplicará el valor obtenido en (16) por un factor menor a la unidad como se expresa en la ecuación (17), deducida de (16).

$$E_n < 10^{\frac{-SNR}{20}} \cdot F_{seg} \quad V \quad F_{seg}: \text{margen o factor de seguridad} \quad (17)$$

De manera arbitraria se elige como factor de seguridad 0,5 . Entonces, de (16) y (17):

$$E_n < 31,62 \mu V \cdot 0,5 \approx 16 \mu V \quad (18)$$

El ruido total del sistema, considerando solo el ruido intrínseco de los dispositivos del sistema, deberá ser por lo tanto menor que 16 μV .

Si se quisiera llegar a 100 dB, el ruido total del sistema debería ser, considerando el factor de 0,5 en (17), menor a 5 μV .

Cuando un amplificador tiene más de una etapa de amplificación, para minimizar el ruido se busca que la primera etapa tenga la mayor ganancia posible, y el menor ruido, de modo que la contribución al ruido de las demás etapas sea despreciable. En el caso del sistema a diseñar sólo se tendrán dos ganancias: 1 y 10 . Por ello, es la primera etapa la que tendrá una ganancia de 1 o 10 seleccionable, teniendo la etapa de salida y el filtro pasa altos una ganancia fija de 1. De esta manera, cuando la ganancia seleccionada sea 10, será la primera etapa la que determine el nivel de ruido del sistema. Cuando la ganancia sea 1, las tres etapas contribuyen al ruido total, pero como promedio de la raíz de los valores cuadráticos medios de la tensión de ruido de las tres etapas. Sean por ejemplo la contribución al ruido de las tres etapas E_{n1} , E_{n2} y E_{n3} , entonces, el ruido total debido a las tres etapas sería:

$$E_n = \sqrt{E_{n1}^2 + E_{n2}^2 + E_{n3}^2} \quad (19)$$

Si las tres etapas contribuyeran con el mismo nivel de ruido, el ruido total será 1,7 veces el de una etapa, es decir menos del doble.

El sistema tendrá tres etapas, y en un caso la ganancia de las tres etapas será 1. Entonces, asumiendo el mismo nivel de ruido en cada etapa, el ruido calculado para cada etapa deberá ser:

$$\text{ruido de una etapa} < \frac{16 \mu V}{1,7} \approx 9 \mu V \text{ en } [10 \text{ Hz}; 10 \text{ kHz}] \quad (20)$$

En comparación, para llegar a 100 dB medido en el mismo rango de frecuencias, el ruido de una etapa debería ser menor que 5 $\mu V/1,7 \approx 3 \mu V$

El ruido intrínseco en las resistencias es ruido térmico, cuya característica en frecuencia corresponde al de ruido blanco, pues su densidad espectral de potencia es independiente de la frecuencia (constante). Esta densidad espectral de potencia está dada por la siguiente ecuación :

$$\overline{e_n^2} = 4kTR \frac{V^2}{Hz} \quad (21)$$

Donde:

- $k = 1,38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$ es la constante de Boltzmann

- T es la temperatura absoluta en kelvin
- R es el valor de la resistencia en ohmios

De la ecuación (21) se deduce la tensión eficaz de ruido E_n generado por una resistencia:

$$E_n = \sqrt{4kTR\Delta f} \quad (22)$$

Donde:

- Δf es el ancho de banda en hertz en la que se realiza la medición

Si la resistencia se especifica en kilohmios, y se considera una temperatura de 27 °C (300,15 K), la tensión de ruido será:

$$E_n = 4 \cdot \sqrt{R \cdot \Delta f} \text{ nV} \quad @ 27 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (23)$$

Una variación de temperatura de ± 20 °C respecto a esa temperatura genera una variación de $\pm 3\%$ en la tensión de ruido, manteniendo los demás parámetros constantes.

Por esa razón, y por lo indicado al inicio de esta sección, la ecuación (22) con T = 300 K así como la ecuación (23) se emplearán para los cálculos de ruido de las resistencias en el resto del capítulo.

El ruido en los amplificadores operacionales tiene dos componentes: ruido 1/f, también denominado ruido rosado o *flicker noise*, y ruido blanco. El ruido 1/f prevalece a bajas frecuencias (en algunos opamp hasta 50 Hz, en otros hasta 1 kHz), y a frecuencias mayores prevalece el ruido blanco. Para el ancho de banda sobre el cual se calculará el ruido, [10 Hz; 10 kHz], prevalecerá el ruido blanco, razón por la cual, para la elección de los componentes, como una primera aproximación consideraremos solo el ruido blanco.

Considerando el resultado de ecuación (20), la densidad espectral de tensión de ruido blanco para una etapa estaría dado por la siguiente ecuación:

$$\sqrt{e_n^2} = \sqrt{\frac{E_n^2}{BW}} = \frac{9 \mu\text{V}}{\sqrt{10 \text{ kHz} - 10 \text{ Hz}}} = 90 \frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \quad (24)$$

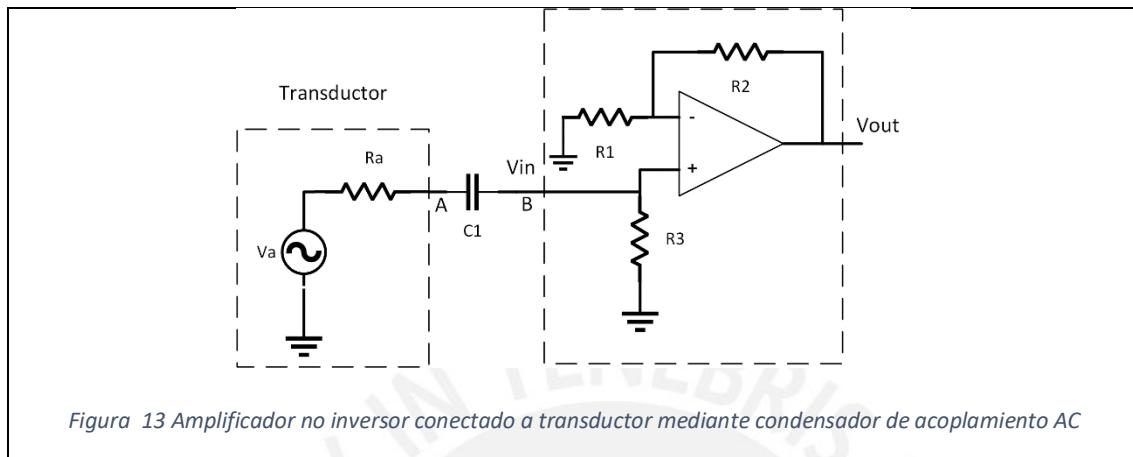
Entonces, la densidad espectral de tensión de ruido de una etapa debe ser menor que $90 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}^{0,5}$.

Como referencia, en la Tabla 13 se muestra la tensión de ruido total de banda ancha y densidad de ruido para tres casos de SNR y anchos de banda de 10 kHz y 100 kHz .

Tabla 13 Densidad espectral de ruido blanco requerido por etapa según el SNR y ancho de banda

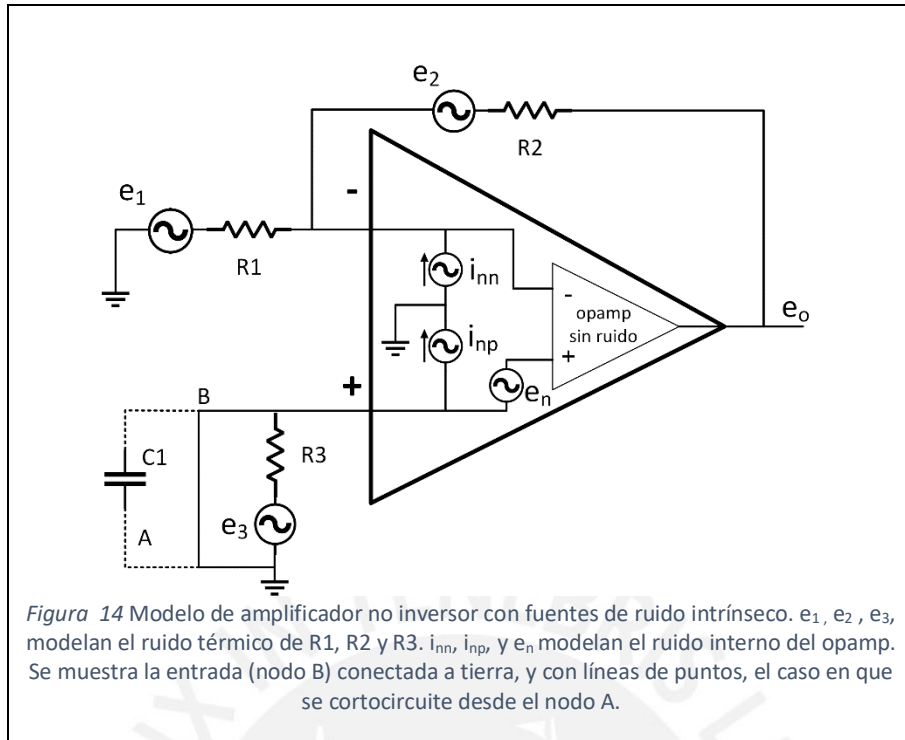
SNR	ancho de banda	Tensión de ruido (todo el sistema)	Tensión de ruido (solo circuito electrónico)	Ruido primera etapa	Densidad espectral de ruido (ruido blanco)
90 dB	[10 Hz; 10kHz]	31,62 μV	16 μV	9 μV	$90 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
	[10 Hz; 100kHz]				$28 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
100 dB	[10 Hz; 10kHz]	10 μV	5 μV	3 μV	$30 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
	[10 Hz; 100kHz]				$10 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
110 dB	[10 Hz; 10kHz]	3,16 μV	1,6 μV	1 μV	$10 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
	[10 Hz; 100kHz]				$3 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$

La Figura 13 muestra la topología de un amplificador no inversor conectado a un transductor mediante un condensador de acoplamiento de corriente alterna (AC). La resistencia R3 se requiere para garantizar un camino para la corriente de polarización del opamp y además determina la impedancia de entrada del amplificador.



Para determinar el ruido debido al amplificador se desconecta el amplificador del transductor y se cortocircuita la entrada del amplificador a tierra. Si se realiza conectando a tierra el nodo B, se estaría modificando la topología para la corriente continua de polarización, lo cual no es un inconveniente cuando el efecto de esta corriente en R3 es despreciable (la tensión en R3 debida a esta corriente es menor a 2 mV). Si se realiza conectando el nodo A a tierra, quedaría C1 en paralelo con R3.

La Figura 14 muestra el mismo circuito amplificador con la entrada conectada a tierra, pero se han modelado las resistencias como un generador de tensión de ruido en serie con una resistencia ideal sin ruido, y el opamp con dos generadores de corriente i_{nn} e i_{np} y un generador de tensión e_n que modelan el ruido intrínseco del opamp, y un opamp sin ruido. En la imagen se presentan los dos casos de conexión a tierra: el nodo A (condensador queda en paralelo con R3 y e_3) y el nodo B (R3 queda cortocircuitado).



Si se cortocircuita el nodo B a tierra, el generador e_3 y la resistencia R_3 no contribuirán al ruido del sistema. Si se cortocircuita el nodo A a tierra, C_1 y R_3 se comportarán como un filtro pasa bajos de un polo, con frecuencia de corte $f_{-3dB} = 1/(2 \cdot \pi \cdot C_1 \cdot R_3)$.

El ancho de banda de ruido de un filtro se define como el ancho de banda de un filtro ideal que deja pasar la misma tensión de ruido que el filtro real, en el que la señal de entrada es ruido blanco y ambos filtros tienen la misma ganancia [22]. Para un filtro de un polo, el ancho de banda de ruido considerando todo el espectro de frecuencias (de 0 Hz hasta ∞) es [22]:

$$BW_n = \frac{\pi}{2} \cdot f_{-3dB} = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{2\pi \cdot C_1 \cdot R_3} \Rightarrow BW_n = \frac{1}{4 \cdot C_1 \cdot R_3} \quad (25)$$

Por lo tanto, de (22) y (25), la contribución al ruido del generador e_3 en todo el espectro de frecuencias sería:

$$E_{n3} = \sqrt{4kT \cdot R_3 \cdot \frac{1}{4 \cdot C_1 \cdot R_3}} = \frac{64}{\sqrt{C_1}} \text{ pV} \quad (C_1 \text{ en faradios}) \quad (26)$$

Observar que el ruido no depende de R_3 , sino solo de C_1 .

La ecuación (26) se puede escribir así:

$$E_{n3} = \frac{64}{\sqrt{C_1}} \text{ nV} \quad (C_1 \text{ en microfaradios}) \quad (27)$$

Si sólo se quiere determinar la contribución al ruido en un rango de frecuencias finito, desde 0 Hz hasta una frecuencia f_A , el ancho de banda equivalente sería:

$$BW_n = f_{-3dB} \cdot \tan^{-1} \left(\frac{f_A}{f_{-3dB}} \right) \quad (28)$$

Y la contribución al ruido en ese rango de frecuencias sería:

$$E_{n3[0,f_A]} = \sqrt{\frac{2}{\pi} \cdot \frac{kT}{C1} \cdot \tan^{-1} \left(\frac{f_A}{f_{-3dB}} \right)} \quad (29)$$

$$\Rightarrow E_{n3[0,f_A]} = \frac{51}{\sqrt{C1}} \sqrt{\tan^{-1} \frac{f_A}{f_{-3dB}}} \text{ nV} \quad (C1 \text{ en microfaradios}) \quad (30)$$

Entonces, tenemos dos situaciones a considerar para el análisis del ruido:

- Si se cortocircuita el nodo B, R3 no contribuye al ruido total del sistema
- Si se cortocircuita el nodo A, según la ecuación (27) la contribución al ruido es debido a C1, sin importar el valor de R3 y es inversamente proporcional a la raíz cuadrada de C1. Por ejemplo, para C1 = 1 μF la contribución será de 64 nV, y para C1 = 22 μF será de 14 nV . Esta contribución es despreciable comparada con la que habrá con los opamp y resistencias.

Por lo anterior, en lo que resta del análisis consideraremos el primer caso: R3 cortocircuitado.

El ruido referido a la entrada del amplificador, considerando un ancho de banda BW, tiene las siguientes contribuciones:

- Ruido debido a resistencias R1 y R2 :

$$E_{R_{RTI}}^2 = 4kT \cdot (R1||R2) \cdot BW \quad (31)$$

- Componente de ruido del opamp debido a generador i_{nn} :

$$E_{inn_{RTI}}^2 = \frac{\overline{i_{nn}^2} \cdot BW \cdot (R2)^2}{\left(1 + \frac{R2}{R1}\right)} = \frac{\overline{i_{nn}^2} \cdot (R2)^2}{1 + \frac{R2}{R1}} \quad (32)$$

- Componente de ruido del opamp debido a generador e_n :

$$E_{e_{RTI}}^2 = \overline{e_n^2} \cdot BW = e_n^2 \quad (33)$$

El generador de corriente de ruido i_{np} no contribuye al ruido del amplificador pues está cortocircuitada la entrada.

El ruido total referido a la entrada está dado por la siguiente ecuación:

$$E_{nRTI} = \sqrt{E_{R_{RTI}}^2 + E_{inn_{RTI}}^2 + E_{e_{RTI}}^2} \quad (34)$$

El ruido debido a las resistencias R1 y R2 es proporcional a la raíz cuadrada de ambas en paralelo. Por lo tanto, a menor valor de las resistencias, menor ruido generado, pero también será mayor la corriente consumida, pues ésta circulará a través de R1 y R2 en serie.

Los amplificadores operacionales comerciales catalogados como de bajo ruido, de propósito general y de precisión pueden entregar corrientes a su salida entre 10 mA y 50 mA . Los catalogados como opamp de potencia pueden llegar hasta 8 A, y los de alta velocidad hasta 120 mA . Para el acondicionador no se requieren los dos últimos mencionados.

Por lo anterior, se diseñará el amplificador para que la corriente de salida que circule por R1 y R2 no supere 1 mA .

Para una ganancia 1, basta con que R1 no exista y que R2 sea un cortocircuito. La corriente será prácticamente cero pues la entrada inversora del opamp es de alta impedancia.

Para la ganancia de 10, se elige un valor de R2 tal que $R2 = 9 \cdot R1$. Al requerirse una excursión de la señal de 7,5 V como mínimo en la salida, la corriente máxima será $7,5V/(R1+R2)$ o lo que es lo mismo $7,5 V/(10 \cdot R1)$. Para que la corriente no supere 1 mA, R1 debe ser mayor a 750 Ω .

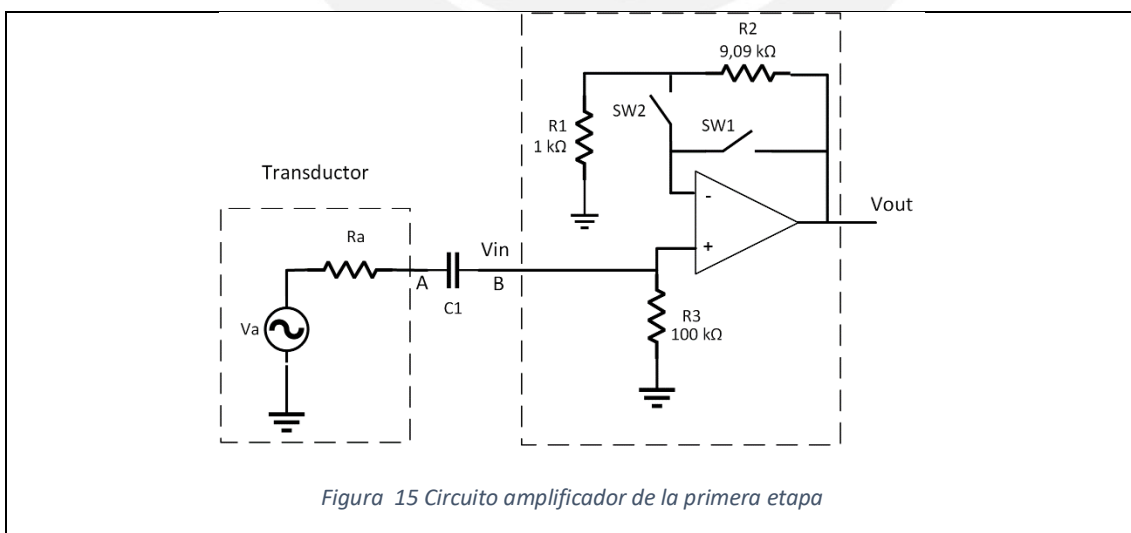
Se elige $R1 = 1 \text{ k}\Omega$ con tolerancia de 1 %

Se elige $R2 = 9,09 \text{ k}\Omega$, que es el valor comercial más cercano a 9 k Ω con tolerancia 1 %

Con respecto a la resistencia R3, a partir de la ecuación (27) se vio que la contribución al ruido de R3 es despreciable cuando se analiza la relación señal a ruido. También se vio en la sección 1.3.6 del capítulo 1 que en los acondicionadores de señales analizados sólo en un modelo especificaron la impedancia de entrada, y sólo indicaban que era mayor a 20 k Ω . En los demás equipos no indicaron esta característica. Para el acondicionador a implementar se decide emplear una impedancia cinco veces mayor a ese valor de 20 k Ω .

Se elige $R3 = 100 \text{ k}\Omega$ con una tolerancia de 1%

El circuito de la primera etapa quedaría como se muestra en la siguiente figura, en la que se incluyen dos interruptores que permiten seleccionar la ganancia 1 (SW1) y 10 (SW2).



En base a este circuito y a las ecuaciones (31), (32) y (33) se compararán las contribuciones, en forma de densidades espectrales de ruido, para determinar cual es de ellas es la que prevalece.

El interruptor SW1 no es ideal, y se seleccionará uno que tenga una resistencia en circuito cerrado menor a 100 Ω. Ese será el valor de R2 al emplear ecuación (31) para el cálculo del ruido a la ganancia 1. SW2 también tendrá una resistencia menor a 100 Ω, pero su efecto es despreciable comparado con el de R1 y R2 mostrados en la Figura 15.

La densidad espectral de corriente, $\sqrt{i_{nn}^2}$ en los opamp de propósito general y de bajo ruido es menor de 0,1 pA/Hz^{0,5}. Este valor se empleará para determinar la contribución máxima al ruido debido a i_{nn} .

Tabla 14 Densidad espectral de ruido referido a la entrada para ganancia 1 y 10.

Ruido referido a la entrada	Densidad espectral de ruido nV/\sqrt{Hz}	
	Ganancia 1	Ganancia 10
debido a R1 y R2	1,3	3,86
debido a i_{nn} del opamp con $\sqrt{i_{nn}^2}$ en pA/ \sqrt{Hz}	$0,1 \cdot \sqrt{i_{nn}^2} < 0,1$	$0,91 \cdot \sqrt{i_{nn}^2} < 0,1$
debido a e_n del opamp	$\sqrt{e_n^2}$	$\sqrt{e_n^2}$

De la Tabla 14 puede verse que el ruido a la ganancia 1 es menor que a la ganancia 10. Además, en ambos casos la densidad espectral de ruido debido a i_{nn} es mucho menor que el debido a las resistencias, y por ello el primero, i_{nn} , es despreciable. Se elegirá entonces el opamp en base a la densidad espectral de tensión de ruido.

Se obtuvo para la máxima densidad espectral de ruido de un etapa, ecuación (24), el valor 90 nV/Hz^{0,5} considerando un ancho de banda de medición de [10 Hz; 100 kHz].

Se vio además en la Tabla 13 que podría llegarse a un SNR de 100 dB en el rango [10 Hz; 10 kHz] si la densidad espectral de ruido es 30 nV/ \sqrt{Hz} o menor.

Se seleccionará un opamp con una densidad espectral de ruido blanco menor de 30 nV/ \sqrt{Hz} .

2.4.2.2 Producto ganancia por ancho de banda (GBP)

Se vio en el capítulo 1, sección 1.2.4 que los acelerómetros IEPE tienen un ancho de banda de 25 kHz considerando una variación máxima de la sensibilidad de ±10 %, o de 12 kHz si solo se considera una variación de ±5 %. También se vio que la frecuencia de resonancia de estos acelerómetros puede llegar a 100 kHz, y según la aplicación del transductor, podrían incluso utilizarse hasta a la mitad de la frecuencia de resonancia.

El amplificador debe de mantener dentro de esos rangos de frecuencias una ganancia estable y una variación de fase inferior a 5° (0,087 radianes).

Consideraremos por lo tanto un ancho de banda de 25 kHz para los cálculos.

La ganancia compleja de un amplificador no inversor como el de la Figura 13 o la Figura 15 está dada por la siguiente función de ganancia G(f):

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = G(f) = \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) \cdot \frac{1}{1 + j \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) \frac{f}{GBP}} \quad \text{condición: } A_{OL} \gg \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) \quad (35)$$

Donde:

- GBP: producto ganancia por ancho de banda del opamp
- A_{OL} : Ganancia en lazo abierto a 0 Hz del opamp
- f: Frecuencia en hertz
- $1 + \frac{R2}{R1}$: es la ganancia ideal en lazo cerrado del amplificador

La ganancia A_{OL} de un opamp es superior a 100000 (100 dB), y la ganancia en lazo cerrado del amplificador será 1 o 10 así que la condición de la ecuación se cumple.

El error de ganancia en función de la frecuencia del amplificador no inversor está dada por las siguientes ecuaciones, manteniendo R1 y R2 constantes:

$error\ ganancia \approx -\frac{1 + \frac{R2}{R1}}{A_{OL}} \cdot 100\% \quad para\ 0\ Hz \leq f < f_o$	(36)
--	------

$error\ ganancia \approx -\frac{1}{2} \cdot \left(\frac{1 + \frac{R2}{R1}}{GBP} \right)^2 \cdot f^2 \cdot 100\% \quad para\ f_o \leq f < \frac{1}{4} \cdot \frac{GBP}{1 + \frac{R2}{R1}}$	(37)
--	------

Donde:

- f_o : Frecuencia del polo dominante de la respuesta en frecuencia en lazo abierto del opamp. Por lo general, menor a 20 Hz.
- f: frecuencia en hertz
- $1 + \frac{R2}{R1}$: es la ganancia ideal en lazo cerrado del amplificador

Como se mencionó, A_{OL} es en general mayor a 100 000, por lo tanto, a la ganancia 10 el error sería -0,01 %, y si A_{OL} es mayor, el error será menor. La limitación está por lo tanto a altas frecuencias.

Consideraremos para el diseño un error de ganancia, respecto al ideal de magnitud menor a 0,5 % (equivalente a 0,04 dB). De esta manera serán las resistencias y no el opamp el que determine el error de ganancia.

El mayor error ocurre a la frecuencia máxima de interés (25 kHz) y a la mayor ganancia (10). Reemplazando estos valores en ecuación (37), se obtiene:

$$GBP \geq \frac{1 + \frac{R2}{R1}}{\sqrt{2} \cdot \sqrt{\frac{error(\%)}{100\%}}} \cdot f = \frac{10}{\sqrt{2} \cdot \sqrt{\frac{0,5\%}{100\%}}} \cdot 25\ kHz = 2,5\ MHz \quad (38)$$

A partir de ecuación (35) se obtiene la respuesta en frecuencia de la fase $\Theta(f)$.

$$\theta(f) = -\tan^{-1} \left(\frac{1 + \frac{R2}{R1}}{GBP} \cdot f \right) \quad (39)$$

La mayor variación de fase ocurre a la mayor ganancia y a la mayor frecuencia. Considerando los mismos valores empleados para el error de ganancia, se tendría:

$$GBP \geq \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) \cdot \frac{f}{\tan \theta} = 10 \cdot \frac{25\ kHz}{\tan(5^\circ)} = 2,9\ MHz \quad (40)$$

Entonces, de (38) y (40) se concluye que la primera etapa del sistema requerirá de un opamp con GBP de 2,9 MHz o mayor.

De este modo, cuando se seleccione la ganancia 10 en el sistema, el error de ganancia del opamp de la primera etapa será menor de 0,5% y la desviación de fase no superará los 5° en el rango [0 Hz; 25 kHz]. En particular, a 1 kHz el error de ganancia debido al opamp sería menor de 0,0007%. Por lo tanto, el error de ganancia del amplificador quedará determinado por las características de las resistencias R1 y R2.

Cuando se seleccione la ganancia 1, el error de ganancia del opamp se reducirá a 0,05% y la desviación de fase a 0,5° en el rango [0 Hz; 25 kHz].

La primera etapa es la que requiere un opamp de mayores prestaciones, debido a que puede tener ganancia 10.

Solo como referencia, un GBP de 2,9 MHz y ganancia 10 corresponde a un ancho de banda de 290 kHz, pues a esa frecuencia la ganancia cae 3 dB (29%) respecto a la ganancia ideal.

Con respecto al mayor valor de GBP, no es recomendable el uso de uno con un valor demasiado grande comparado con el requerido debido a problemas de inestabilidad. Hay opamps que llegan a tener un GBP de más de 1 GHz. Por eso se elegirá uno con GBP menor a quince veces el requerido.

Se elegirá un opamp cuyo GBP máximo sea menor a 40 MHz.

2.4.2.3 Razón de cambio a la salida (*slew rate*)

Se vio en el capítulo 1, sección 1.2.4 que en algunos casos los acelerómetros son especificados para trabajar hasta la mitad de su frecuencia de resonancia, y esta en el caso de los transductores IEPE puede llegar a 100 kHz. Consideraremos por ello, para el cálculo del *slew rate*, una frecuencia máxima de 50 kHz.

La amplitud pico de la señal de salida puede llegar a 7,5 V, y la frecuencia máxima es 25 kHz. Si la señal es sinusoidal, se puede representar así:

$$v_o(t) = V_p \sin(2\pi ft) = 7,5 \sin(2\pi \cdot 50000t) \quad (41)$$

La máxima razón de cambio a la salida se obtiene derivando la función:

$$\left. \frac{\partial v_o(t)}{\partial t} \right|_{max} = \left. 2\pi f V_p \cos(2\pi ft) \right|_{max} = 2\pi f V_p = 2,4 \frac{V}{\mu s} \quad (42)$$

Entonces, para que no se distorsione la señal de salida del amplificador para una amplitud de salida de 7,5 V y frecuencia 50 kHz, el *slew rate* del opamp debe ser mayor a 2,4 V/μs.

Si se quisiera llegar a una amplitud pico de 10 V a la misma frecuencia máxima, el *slew rate* tendría que ser mayor a 3,2 V/μs.

2.4.2.4 Mínima ganancia en lazo cerrado

Como el amplificador tendrá ganancia 1 o 10 según la elección del usuario, el opamp a elegir debe ser estable a una ganancia en lazo cerrado unitaria.

Se elegirá un opamp con mínima ganancia en lazo cerrado de 1.

2.4.2.5 Tensión de alimentación

Como se indicó al inicio de la sección 2.4.2, se emplearán fuentes de alimentación simétrica para la alimentación de los amplificadores.

En acondicionadores de señales con un SNR elevado, una de las principales fuentes de ruido externo es el debido a la tensión de red, que en el Perú es de 220 V y 60 Hz . Por esa razón algunos equipos son diseñados para funcionar a baterías, y también con la tensión de red. Otros sólo funcionan a baterías. El objetivo de emplear las baterías es reducir el ruido debido a los armónicos de la tensión de red, que en el Perú serían 60 Hz y múltiplos de esta frecuencia.

Para este trabajo se probaron tres opciones para la fuente de alimentación del circuito analógico del sistema:

- Fuente de alimentación de 220 V de entrada y salida de +15V y -15 V
- Fuente de 5V y convertidores DC-DC de +15V y -15V
- Fuente en base a baterías de 12

La primera opción quedó descartada debido a que en unas pruebas iniciales, tanto con ganancia 1 o 10 y con el filtro pasa altos conectado o no, la relación señal a ruido (SNR) a 60 Hz fue en el mejor caso de 83,9 dB y en el peor 78 dB, debajo del mínimo de 90 dB requerido. Se empleó para estas pruebas señal de ruido blanco de 200 mV cuando la ganancia era 10 y de 500 mV cuando la ganancia era 1, y se midió en un ancho de banda de [5 Hz; 2 kHz] .

Ese mismo día, se reemplazó la fuente de 220 V por dos baterías de 12 V, y se realizó la medición bajo las mismas condiciones de ganancia, tensión de la señal de ruido blanco y ancho de banda de medida. Se llegó a un SNR de 95 dB a 60Hz y a un SNR mayor a las demás frecuencias, tanto menores a 60 Hz como mayores. Cuando a la ganancia 1 se elevó la señal de ruido blanco a 1 V, el SNR a 60 Hz subió a 104 dB.

El uso de baterías incrementó el SNR en más de 10 dB.

Como al reducir la tensión de alimentación se redujo la excursión máxima que podría tener la señal de entrada, se probaron convertidores DC-DC de 5V a +15 V y -15 V, pero el ruido a la salida de estos convertidores era muy elevado (más de 100 mV) razón por la cual se descartó su uso.

Por ello, se decidió que la fuente de alimentación para la parte analógica del sistema sea de +12 V y -12 V y a base de baterías.

Se hizo el diseño de manera que haya la posibilidad de que funcione con fuentes de alimentación de +15 V y -15 V .

Considerando que los reguladores de tensión tienen una tolerancia de 5% en la salida regulada, la tensión de alimentación, si se emplearan fuentes de ± 15 V podría llegar la tensión a $\pm 15,75$ V .

Por esa razón se elegirán amplificadores operacionales que soportar tensiones de alimentación de ± 16 V .

Como la tensión de alimentación menor ocurre al emplear baterías de 12 V, considerando una caída de tensión de 0,5 V, debido a la descarga por el uso, se elige por seguridad que el amplificador a seleccionar soporte una tensión mínima de alimentación de ± 10 V o magnitud menor.

Los fabricantes especifican el rango de alimentación de la siguiente manera:

Sea:

- V_{CC} la tensión del terminal de alimentación positivo
- V_{EE} la tensión del terminal de alimentación negativo o tierra

Los fabricantes especifican la tensión de alimentación como la diferencia algebraica:

$tensión\ de\ alimentación = V_{CC} - V_{EE}$	(43)
---	------

e indican el valor mínimo, debajo del cual no funcionará correctamente, y el máximo, por encima del cual se dañará el dispositivo.

Entonces, el opamp a elegir debe cumplir con las siguientes condiciones:

- $(V_{CC}-V_{EE})_{min} \leq 20\ V$
- $(V_{CC}-V_{EE})_{max} \geq 32\ V$

Queda como una mejora para trabajos futuros, implementar una fuente con muy bajo ruido y construida a partir de convertidores DC-DC, de modo que sólo se requiera una batería para todo el sistema .

2.4.2.6 Tensión de entrada de modo común

La señal de entrada al amplificador estará en el rango $[-7,5\ V; +7,5\ V]$, y al ser un amplificador no inversor, la tensión en modo común V_{CM} es igual a la amplitud de la señal de entrada.

La tensión en modo común mínima y máxima de un opamp depende de la tensión de alimentación, en cambio, la diferencia entre la tensión de alimentación menos la máxima tensión en modo común es prácticamente independiente de la tensión de alimentación. A esta diferencia se le denomina *input common mode headroom* o simplemente *input headroom*.

Sea:

- V_{CC} la tensión de alimentación positiva
- V_{EE} la tensión de alimentación negativa
- V_{CMmax} la máxima tensión en modo común
- V_{CMmin} la mínima tensión en modo común

Entonces, el *input headroom* hacia la fuente negativa (*input headroom to negative supply*) está dado por la ecuación:

$V_{-ihr} = V_{CMmin} - V_{EE}$	(44)
---------------------------------	------

Y el *input headroom* hacia la fuente positiva (*input headroom to positive supply*) por la ecuación:

$V_{+ihr} = V_{CC} - V_{CMmax}$	(45)
---------------------------------	------

La tensión de alimentación mínima será de $\pm 12\ V$ (baterías) y la máxima de $\pm 15\ V$ y al usar baterías la tensión podría llegar a $\pm 11,5\ V$.

El rango de tensión de entrada en modo común que debe tener como mínimo el opamp cuando las tensiones de alimentación son $+11,5\ V$ y $-11,5\ V$ es:

$$V_{CMmin} < -7,5\ V \quad V_{CMmax} > +7,5\ V \quad (46)$$

Entonces, de (44), (45) y (46), el opamp a elegir debe cumplir con las siguientes condiciones:

$$V_{-irh} < -7,5\ V - (-11,5\ V) = 4\ V \quad (47)$$

$$V_{+irh} < +11,5\ V - (+7,5\ V) = 4\ V \quad (48)$$

Se especifican ambos valores pues por lo general, en un opamp V_{-irh} y V_{+irh} no son iguales.

2.4.2.7 Máxima excursión en la salida

De manera similar que para la tensión en modo común, la máxima excursión de salida también depende de la tensión de alimentación, pero la diferencia entre la tensión de alimentación menos la amplitud máxima de la señal de salida, es prácticamente independiente de la tensión de alimentación. A esta diferencia se le denomina *output swing headroom* o simplemente *output headroom*.

Sea:

- V_{CC} la tensión de alimentación positiva
- V_{EE} la tensión de alimentación negativa
- V_{Omax} la máxima tensión de la señal de salida
- V_{Omin} la mínima tensión de la señal de salida

El *output headroom* hacia la fuente de alimentación positiva (*output headroom to positive supply*), está dado por la ecuación:

$$V_{+ohr} = V_{CC} - V_{Omax} \quad (49)$$

y el *output headroom* hacia la fuente de alimentación negativa:

$$V_{-ohr} = V_{Omin} - V_{EE} \quad (50)$$

Como la máxima excursión en la salida será de $\pm 7,5 \text{ V}$, y considerando una tensión de alimentación a baterías de $\pm 12 \text{ V}$ que podrían descargarse hasta $\pm 11,5 \text{ V}$, entonces de ecuaciones (49) y (50) obtenemos para el opamp a seleccionar:

$$V_{+ohr} < +11,5 \text{ V} - (+7,5 \text{ V}) = 4 \text{ V} \quad (51)$$

$$V_{-ohr} < (-7,5 \text{ V}) - (-11,5 \text{ V}) = 4 \text{ V} \quad (52)$$

2.4.2.8 Corriente de polarización, de salida, y tensión de deriva (offset)

En la sección 2.4.2.1 se diseñó el amplificador no inversor para que circule como máximo una corriente de 1 mA a través de R_2 , y esta corriente provenía de la salida del opamp, la cual además se conecta a la entrada de la siguiente etapa.

Se elegirá por ello un opamp que tenga como mínimo una corriente de salida de 10 mA o mayor.

El amplificador puede tener una ganancia de 10 en la primera etapa, y la tensión de *offset* por lo tanto quedaría multiplicado por ese factor. Para no tener una tensión en la salida con una tensión de *offset* mayor a 20 mV, se elegirá un opamp cuya tensión de *offset* sea menor o igual a 2 mV.

En la sección 2.4.2.1 en el diseño del amplificador (Figura 15) se eligió la resistencia R_3 de 100 k Ω . La corriente de polarización del opamp generará una caída de tensión en esta resistencia, que quedará multiplicada por la ganancia en la salida. Para reducir su efecto al mínimo, buscaremos que la tensión generada sea menor a 1 mV. Entonces la corriente de polarización debe cumplir la siguiente condición:

$$\text{corriente de polarización } I_{bias} < \frac{1 \text{ mV}}{100 \text{ k}\Omega} = 10 \text{ nA} \quad (53)$$

2.4.2.9 Elección del opamp de la etapa de entrada

De las secciones 2.4.1 a 2.4.3.6 se llegó a las siguientes condiciones para la selección del opamp:

Tabla 15 Requisitos para el opamp de la etapa de entrada

Parámetro	Símbolo o expresión	mínimo	típico	máximo
Distorsión armónica total	THD			0,02%
densidad espectral de tensión de ruido	$\sqrt{e_n^2}$		$30 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$	
Producto ganancia por ancho de banda	GBP	2,9 MHz		
Mínima ganancia en lazo cerrado	A_{VCLmin}	1		
slew rate	SR	3,2 V/ μ s		
Tensión de alimentación mínima	$(V_{CC}-V_{EE})_{min}$			20 V
Tensión de alimentación máxima	$(V_{CC}-V_{EE})_{max}$	32 V		
input headroom hacia fuente positiva	V_{+irh}			4 V
input headroom hacia fuente negativa	V_{-irh}			4 V
output headroom hacia fuente positiva	V_{+ohr}			4 V
output headroom hacia fuente negativa	V_{-ohr}			4 V
Corriente de polarización	I_{BIAS}			10 nA
Corriente de salida	I_{OUT}	10 mA		
Tensión de offset	V_{OS}			2 mV

No se limitó la corriente de alimentación del opamp, pues en general los opamp de bajo ruido consumen mayor corriente.

Se realizó una búsqueda paramétrica en las páginas web de los fabricantes Texas Instruments y Analog Devices. considerando como criterio adicional que sean modelos con encapsulados PDIP o SOIC. Los resultados, al 2023, se muestran en la Tabla 16.

Tabla 16 Número de modelos de opamp que cumplen con especificaciones de diseño para la etapa de entrada

Fabricante	Modelos que comercializa de un opamp por encapsulado (año 2023)	Modelos que cumplen especificaciones (todos los tipos de encapsulados)	Modelos con encapsulado PDIP	Modelos con encapsulado SOIC
Analog Devices	372	7	3	6
Texas Instruments	555	26	3	18

Los modelos de opamp con encapsulado PDIP también los ofrecen ambas empresas con encapsulado SOIC. La decisión de elegir dispositivos con encapsulado DIP en este trabajo se tomó años atrás, cuando se realizó la compra de los componentes, por la facilidad que presentaban para realizar pruebas iniciales en *protoboard* y la facilidad de reemplazarlos en la tarjeta implementada, en caso tuvieran alguna falla. Actualmente ambos fabricantes están descontinuos los modelos con encapsulado PDIP en favor de encapsulados más pequeños, siendo el encapsulado SOIC el más grande de los encapsulados de montaje superficial.

El opamp que se eligió fue el AD711 de la compañía Analog Devices. En la Tabla 17 se comparan sus características con las requeridas para el amplificador de la primera etapa.

Tabla 17 Especificaciones del opamp AD711

Parámetro	Símbolo o expresión	AD711KNZ	Requerido diseño
Distorsión armónica total (máximo)	THD	0,0003%	0,02%

densidad espectral de tensión de ruido típica	$\sqrt{e_n^2}$	$18 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$	$< 30 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$
Producto ganancia por ancho de banda mínimo	GBP	3,4 MHz	$\geq 2,9$ MHz
Mínima ganancia en lazo cerrado	A_{VCLmin}	1	1
slew rate	SR	18 V/ μ s	$\geq 3,2$ V/ μ s
Tensión de alimentación mínima	$(V_{CC}-V_{EE})_{min}$	9 V	≤ 20
Tensión de alimentación máxima	$(V_{CC}-V_{EE})_{max}$	36 V	≤ 32 V
input headroom hacia fuente positiva (máximo)	V_{+irh}	2 V	≤ 4 V
input headroom hacia fuente negativa (máximo)	V_{-irh}	4 V	≤ 4 V
output headroom hacia fuente positiva	V_{+ohr}	2 V	≤ 4 V
output headroom hacia fuente negativa	V_{-ohr}	2,5 V	≤ 4 V
Corriente de polarización máxima	I_{BIAS}	1,1 nA	≤ 10 nA
Corriente de salida	I_{OUT}	25 mA (típico)	≥ 10 mA
Tensión de offset (máximo)	V_{OS}	1,0 mV	≤ 2 mV
Corriente de alimentación (máximo sin señal)	I_{CC}	3 mA	

El consumo de corriente máximo sin señal del opamp de 3 mA .

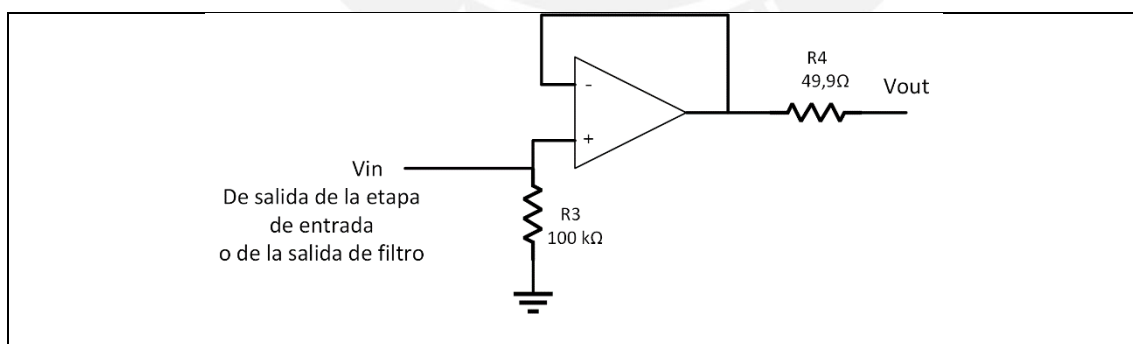
Hay que hacer la salvedad que en marzo del 2017 Analog Devices adquirió la compañía Linear Technologies. De los tres opamps que cumplen con las especificaciones requeridas, dos son del anterior fabricante, Linear Technology y lanzado al mercado en 1987. El tercero, el AD711, fue desarrollado por Analog Devices y según la página web, fue lanzado al mercado en el año 2006. Desde el año 2022, Analog Devices no recomienda el uso del AD711 para nuevos diseños.

2.4.2.10 Elección del opamp de la etapa de salida

La etapa de salida es un amplificador no inversor de ganancia 1, por lo tanto todas las ecuaciones obtenidas en las secciones 2.4.2.1 a 2.4.2.8 se aplican en este caso.

Al ser la etapa de salida, tendrá una impedancia de salida de $49,9 \Omega \pm 1\%$, y será capaz de entregar una corriente máxima de 10 mA .

La figura muestra el circuito a implementar.



Con excepción del GBP requerido, todas las especificaciones indicadas en la Tabla 15 para la primera etapa se aplican para la etapa de salida.

El GBP requerido para esta etapa es menor, pues la ganancia es 1, a diferencia de la primera etapa en la que podía llegar a 10.

De ecuación (38), reemplazando $R2 = 0 \Omega$ y manteniendo el error de ganancia de 0,5% y frecuencia máxima de 25 kHz se obtiene un GBP mínimo de 250 kHz.

De ecuación (40), aplicando los mismos cambios se obtiene un GBP mínimo de 290 kHz.

Puede emplearse por lo tanto el opamp seleccionado para la primera etapa, el AD711K .

El número de opamps que cumplen esta especificación de GBP y las otras obtenidas para la primera etapa están indicados en la siguiente tabla:

Tabla 18 Número de modelos de opamp que cumplen especificaciones de diseño para la etapa de salida.

Fabricante	Modelos que comercializa de un opamp por encapsulado (año 2023)	Modelos que cumplen especificaciones (todos los tipos de encapsulados)	Modelos con encapsulado PDIP	Modelos con encapsulado SOIC
Analog Devices	372	7	3	6
Texas Instruments	555	30	4	21

De Analog Devices se obtienen los mismos modelos que en la búsqueda de la sección anterior.

De los cuatro modelos de Texas Instruments con encapsulado DIP el más económico que cumple con las especificaciones es el modelo LF411C, pero no especifican su distorsión armónica total. Otro modelo, el LF411ACN, sí lo especifica y es de 0,02 % .

Se indican en la tabla las especificaciones del LF411C y los requerimientos del sistema.

Tabla 19 Especificaciones del opamp LF411

Parámetro	Símbolo o expresión	LF411ACN ⁽¹⁾	LF411C ⁽²⁾	Requerido diseño
Distorsión armónica total (típico)	THD	0,02%	No especifica ⁽²⁾	0,02%
densidad espectral de tensión de ruido típica	$\sqrt{e_n^2}$	$25 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$	$18 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$	$< 30 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$
Producto ganancia por ancho de banda mínimo	GBP	$\geq 3 \text{ MHz}$	$\geq 2,7 \text{ MHz}$	$\geq 290 \text{ kHz}$
Mínima ganancia en lazo cerrado	A_{VCLmin}	1	1	1
slew rate	SR	$\geq 10 \text{ V}/\mu\text{s}$	$\geq 8 \text{ V}/\mu\text{s}$	$\geq 3,2 \text{ V}/\mu\text{s}$
Tensión de alimentación mínima	$(V_{CC}-V_{EE})_{min}$	9 V	7 V	≤ 20
Tensión de alimentación máxima	$(V_{CC}-V_{EE})_{max}$	36 V	36 V	$\leq 32 \text{ V}$
input headroom hacia fuente positiva (máximo)	V_{+irh}	4 V	4 V	$\leq 4 \text{ V}$
input headroom hacia fuente negativa (máximo)	V_{-irh}	4 V	4 V	$\leq 4 \text{ V}$
output headroom hacia fuente positiva	V_{+ohr}	3 V	3 V	$\leq 4 \text{ V}$
output headroom hacia fuente negativa	V_{-ohr}	3 V	3 V	$\leq 4 \text{ V}$
Corriente de polarización máxima	I_{BIAS}	4 nA	4 nA	$\leq 10 \text{ nA}$
Corriente de salida	I_{OUT}	No especifican	No especifican	$\geq 10 \text{ mA}$
Tensión de offset (máximo)	V_{OS}	0,5 mV ⁽³⁾	2,0 mV ⁽³⁾	$\leq 2\text{mV}$
Corriente de alimentación (máximo sin señal)	I_{CC}	2,8 mA	3,4 mA	

(1) Esta variante es actualmente obsoleta, pero cuando se adquirió no lo era.

(2) Esta variante está en producción, y activa. Mencionan en su hoja de datos que es de baja distorsión, pero no indican su valor. Dos variantes, ahora obsoletas, el LF411ACN y el LF411 especificaban un THD < 0,02%.

Al momento que se implementó el amplificador se empleó el LF411ACN, pero éste puede reemplazarse por el OPA145 [23] que también cumple con las especificaciones requeridas.

En la implementación se empleó el LF411ACN en la etapa de salida, y se logró cumplir con los objetivos de la tesis.

2.4.3 Diseño del filtro pasa altos

Se implementó un filtro pasa altos Butterworth con la topología Sallen-Key y las siguientes especificaciones:

Tabla 20 Especificaciones del filtro pasa altos diseñado

Característica	Rango	Nominal
Frecuencia de corte (-3 dB)	[20,9 Hz; 23,6 Hz]	22,2 Hz
Banda de paso	$\geq 33,7$ Hz	
Ganancia banda de paso	[-1 dB; 0 dB]	0 dB
Banda de rechazo		

Como referencia, el analizador de audio 2112 de la Cía. Brüel & Kjær, cuenta con dos filtros pasa altos seleccionables de frecuencias de corte (-3 dB) de 0,7 Hz y 22,4 Hz.

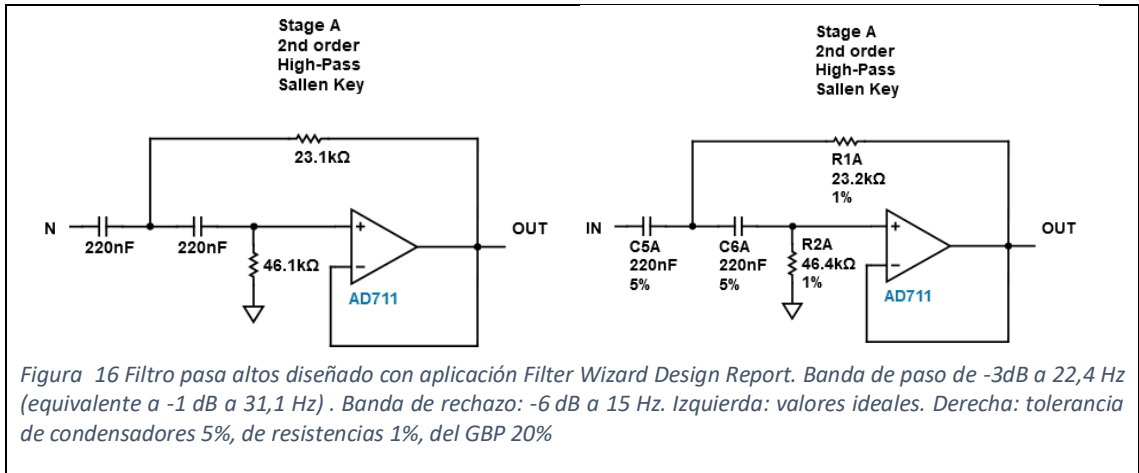
El filtro implementado, comparado con el filtro pasa altos especificado en la norma técnica IEC 60268 - Sound Systems [24], cuyas especificaciones se muestran en la Tabla 21, tienen las siguientes similitudes y diferencias:

- La banda de paso del filtro diseñado está a una frecuencia mayor en 2,2 Hz
- La ganancia máxima es 0 dB en el filtro diseñado, y +0,5 dB en la norma.
- En ambos la ganancia en la banda de paso tiene un rango de 1 dB.
- En ambos la pendiente de la asíntota en la banda de rechazo es 12dB/octava

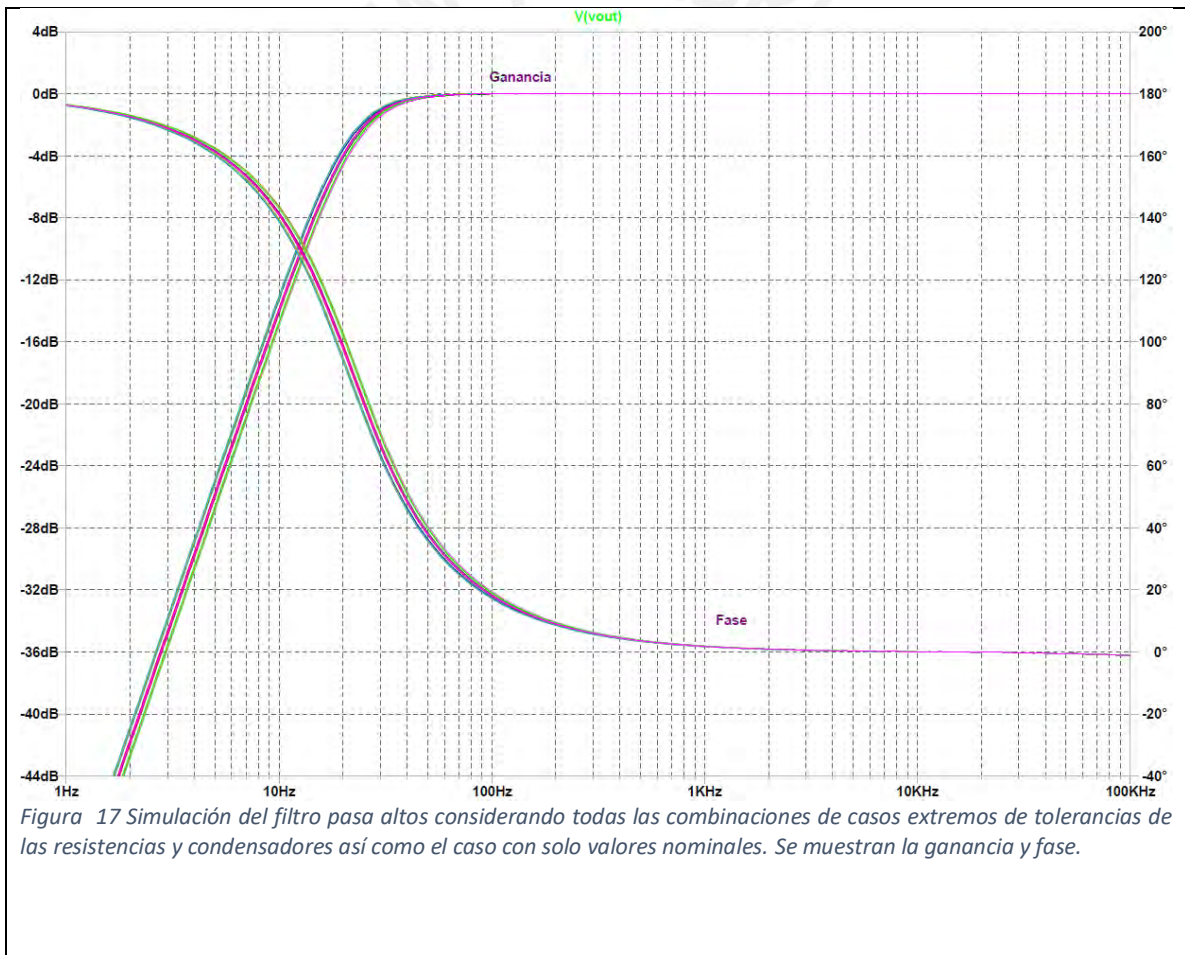
Tabla 21 Especificaciones del filtro pasa altos norma IEC 60280

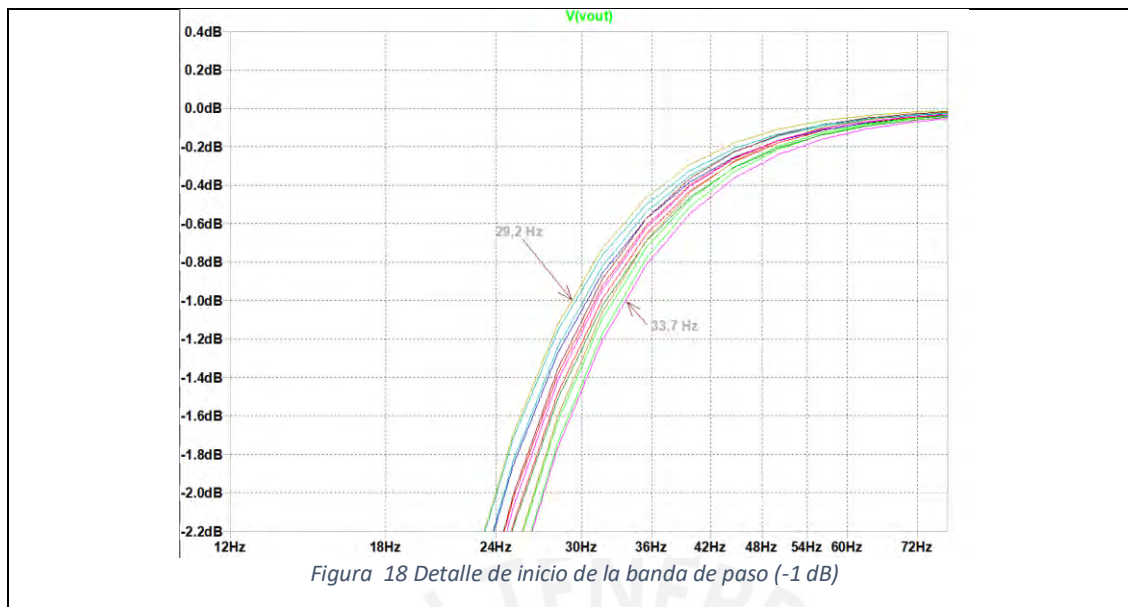
Banda	Rango frecuencias	Especificación	Valor
Banda de rechazo	$\leq 22,4$ Hz	Pendiente mínima (asíntota)	12 dB/octava
banda de transición	[22,4; 31,5] Hz	Ganancia máxima	+0,5 dB
		Ganancia mínima:	-6,0 dB
Banda de paso	$\geq 31,5$ Hz	Ganancia máxima	+0,5 dB
		Ganancia mínima	-0,5 dB

El filtro se diseño con la aplicación Filter Wizard Design Report de Analog Devices. La imagen del circuito es la mostrada.



La siguiente imagen muestra la respuesta en frecuencia para casos extremos de valores de resistencias y condensadores, realizado con el simulador LT Spice XVII de Analog Devices.





Al ser Analog Devices el propietario de la aplicación Filter Wizard Design Report, los únicos opamps que se pueden elegir al momento de emplear la aplicación son de esta compañía.

Sin embargo, en base a las especificaciones del filtro, también cumple con las especificaciones el opamp LF411A de la compañía Texas Instruments.

2.4.4 Diseño del sensor de estado del cable

El sistema debe detectar si está la entrada en circuito abierto, cortocircuito o si está conectado el transductor.

Del análisis realizado en la sección 2.1.1 al final se llegó a las siguiente conclusiones:

- La tensión de polarización de los acelerómetros IEPE está en el rango [11 V; 14 V]
- La tensión mínima instantánea que podría haber en la salida de un acelerómetro IEPE es 4 V
- La tensión máxima instantánea que podría haber a la salida del transductor está en el rango [16 V; 20 V], dependiendo el valor del modelo del transductor.

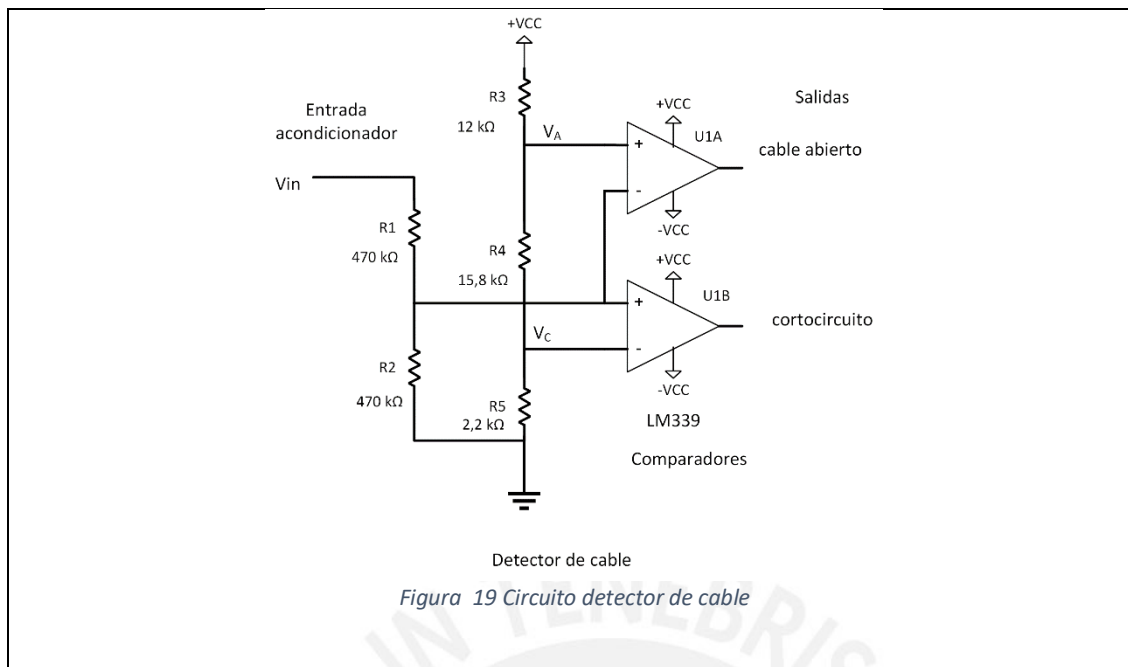
La detección de la conexión del transductor se basa en la detección de la tensión de polarización, y no busca determinar si hay recortes o no de la señal.

Se diseñará por ello el detector considerando la tensión de polarización. Se implementará en base a un comparador de ventana cuyos niveles de tensión umbral serán proporcionales a la tensión de alimentación positiva del sistema (VCC) que puede ser +15V, o +12V si se emplean baterías. El estado de cortocircuito indica que la tensión de polarización está muy por debajo del valor mínimo esperado.

Los valores umbrales son los indicados en la siguiente tabla.

Estado	Rango (V)	VCC = 15 V	VCC = 12V
Cortocircuito	[0; 0,146*VCC]	[0; 2,2] V	[0; 1,76] V
Conectado	[0,146*VCC; 1,2*VCC]	[2,2; 18] V	[1,76; 14,4] V
Circuito abierto	[1,2 x VCC; 2*VCC]	[18,8; 30] V	[14,4; 24] V

El circuito es el mostrado en la figura.



En el circuito R1 y R2 conforman un divisor de tensión para reducir la tensión de entrada a la mitad, la cual llega a la entrada negativa de U1A y a la entrada positiva de U1B. La tensión en esos terminales, V_A y V_C , está determinado por el divisor resistivo conformado por R3, R4 y R5, siendo la tensión V_A el 7,3% de la tensión de alimentación +VCC, y V_C el 60% de +VCC.

El circuito integrado LM339 tiene cuatro comparadores de salida colector abierto. Cuando la entrada positiva del comparador está a una tensión mayor a la de la entrada negativa, el transistor de salida está en corte (alta impedancia), y cuando ocurre lo contrario el transistor de salida estará en saturación, llegando en ese caso la tensión aproximadamente a -VCC.

El estado de las salidas, según el nivel de tensión se indican en la siguiente tabla:

Tensión entrada	Salidas digitales	
	cortocircuito	cable abierto
$< 0,146 \cdot V_{CC}$	-VCC	alta impedancia
$[0,146 \cdot V_{CC}; 1,2 \cdot V_{CC}]$	alta impedancia	alta impedancia
$> 1,2 \cdot V_{CC}$	alta impedancia	-VCC

2.4.5 Diseño del detector de sobrecarga

El detector de sobrecarga debe detectar si existen recortes en la señal en la salida del amplificador. Como la ganancia del filtro y de la etapa de salida es 1, entonces debe de supervisarse la salida del amplificador de entrada.

2.4.5.1 Elección de la topología

El detector de sobrecarga podría implementarse de dos maneras:

- Con dos detectores de pico de tensión seguido de un comparador de ventana
- Con un comparador de ventana seguido de un ensanchador de pulsos

Los detectores de pico de tensión requieren para su implementación de opamps rápidos (GBP del orden de 40 MHz) para garantizar que respondan a señales de 25 kHz. Cada detector de pico de tensión requeriría como mínimo de dos opamp, ocho resistencias y tres diodos Schottky [25], además

del área que ocuparían en la tarjeta de circuito impreso (PCB). Si se considera un opamp doble, serían doce dispositivos en total por detector, y si se consideran ambos, utilizando un opamp cuádruple serían veintitrés dispositivos en total.

El ensanchador de pulsos de dos etapas requiere de cuatro compuertas inversoras digitales, dos condensadores, dos diodos, y dos resistencias. Considerando los cuatro inversores en un circuito integrado, serían siete componentes el total, ocupando menos área de circuito impreso que el detector de pico, y además, el costo de un inversor séxtuple CMOS es mucho menor que el de un opamp dual de alta velocidad.

La ventaja del empleo del detector de pico seguido del comparador de ventana, respecto al uso del comparador de ventana seguido del ensanchador de pulso, es que el primero permite detectar sobretensiones en señales con frecuencias de 25 kHz, que es la frecuencia máxima de diseño del sistema. En el segundo caso, la salida del comparador debe mantenerse el tiempo suficiente para que el ensanchador de pulsos pueda actuar, lo cual implica que la sobretensión debe durar cierto período de tiempo como mínimo para que sea detectado.

No es el objetivo del trabajo detectar sobrepicos de muy corta duración. Normalmente al emplear acondicionadores, primero se analiza la forma de onda de la señal con ayuda de un osciloscopio para determinar la excursión de la señal, y en base a ello determinar si habrá sobretensión o no.

Por las razones mencionadas, se eligió el uso del comparador de ventana seguido del ensanchador de pulsos. Para aislar el circuito digital del circuito analógico se utilizó un optoacoplador rápido como interfaz.

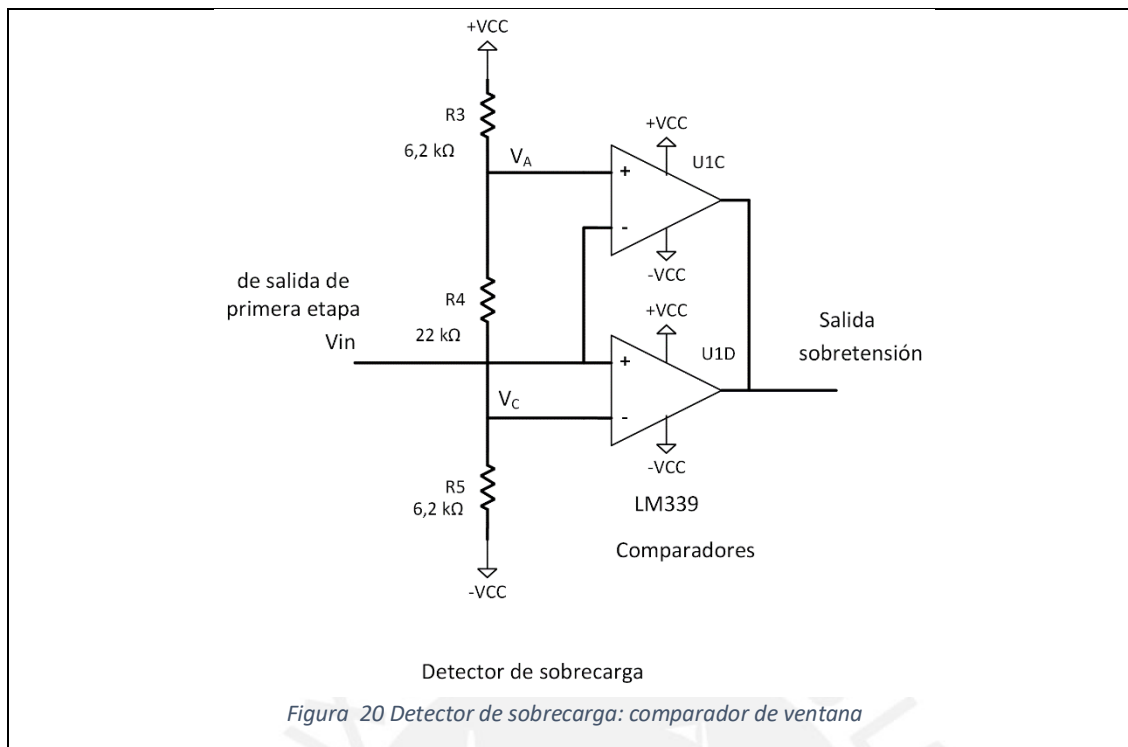
Se detectarán sobretensiones con una duración mayor a 25 μ s .

2.4.5.2 Diseño del comparador de ventana

En la sección 2.4.2.7 se hizo el análisis de máxima excursión a la salida, y se diseñó el sistema para una tensión pico de salida de la señal de 7,5 V.

Se diseñó el detector de manera que con una tensión de alimentación de ± 12 se detecte como sobrecarga una tensión de magnitud mayor a 7,5 V .

El circuito se muestra en la Figura 20.



En el circuito, R3, R4 y R5 conforman un divisor resistivo. La salida estará en alta impedancia si la tensión de entrada al detector está en el rango $[V_C; V_A]$. La salida estará en una tensión cercana a $-V_{CC}$ en caso contrario. En la tabla se muestran los rangos de tensión para fuentes de alimentación de $\pm 12\text{ V}$ y $\pm 15\text{ V}$.

Estado	Rango de entrada		Salida	
	VCC = 12 V	VCC = 15 V	VCC = 12V	VCC = 15 V
sobrecarga	$ V_{IN} > 7,7\text{ V}$	$ V_{IN} > 9,6\text{ V}$	-12 V	-15 V
En región lineal	$ V_{IN} < 7,7\text{ V}$	$ V_{IN} < 9,6\text{ V}$	alta impedancia	

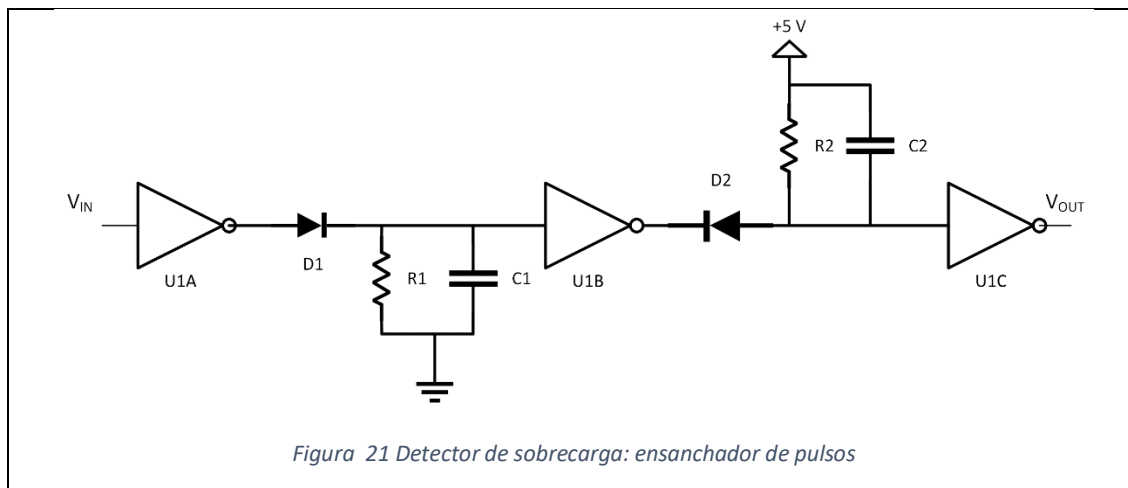
El tiempo de respuesta del comparador es de $1\ \mu\text{s}$ para el paso de la salida del estado de alta impedancia a saturación, y de $2\ \mu\text{s}$ para el caso opuesto. Si se considera un tiempo de respuesta de $6\ \mu\text{s}$ como el peor caso en el sistema, entonces una sobretensión que dure un tiempo menor a $6\ \mu\text{s}$ no sería detectado.

El comparador permitirá la detección de sobretensiones cuya duración sea mayor a $6\ \mu\text{s}$.

Esa duración de $6\ \mu\text{s}$ corresponde, por ejemplo, al tiempo que una señal sinusoidal de 14 kHz y amplitud pico de 8 V supera los 7,7 V en cada comba positiva o negativa.

2.4.5.3 Ensanchador de pulsos

La figura muestra el circuito del ensanchador de pulsos negativos, que es una modificación del ensanchador de pulsos positivos de una etapa [26].



La primera etapa, conformada por U1A, R1, C1, D1 y U1B, ensancha el pulso de entrada en 6 ms. La segunda etapa, conformada por D2, R2, C2 y U1C, lo transforma en un pulso positivo de 400 ms de ancho, aproximadamente.

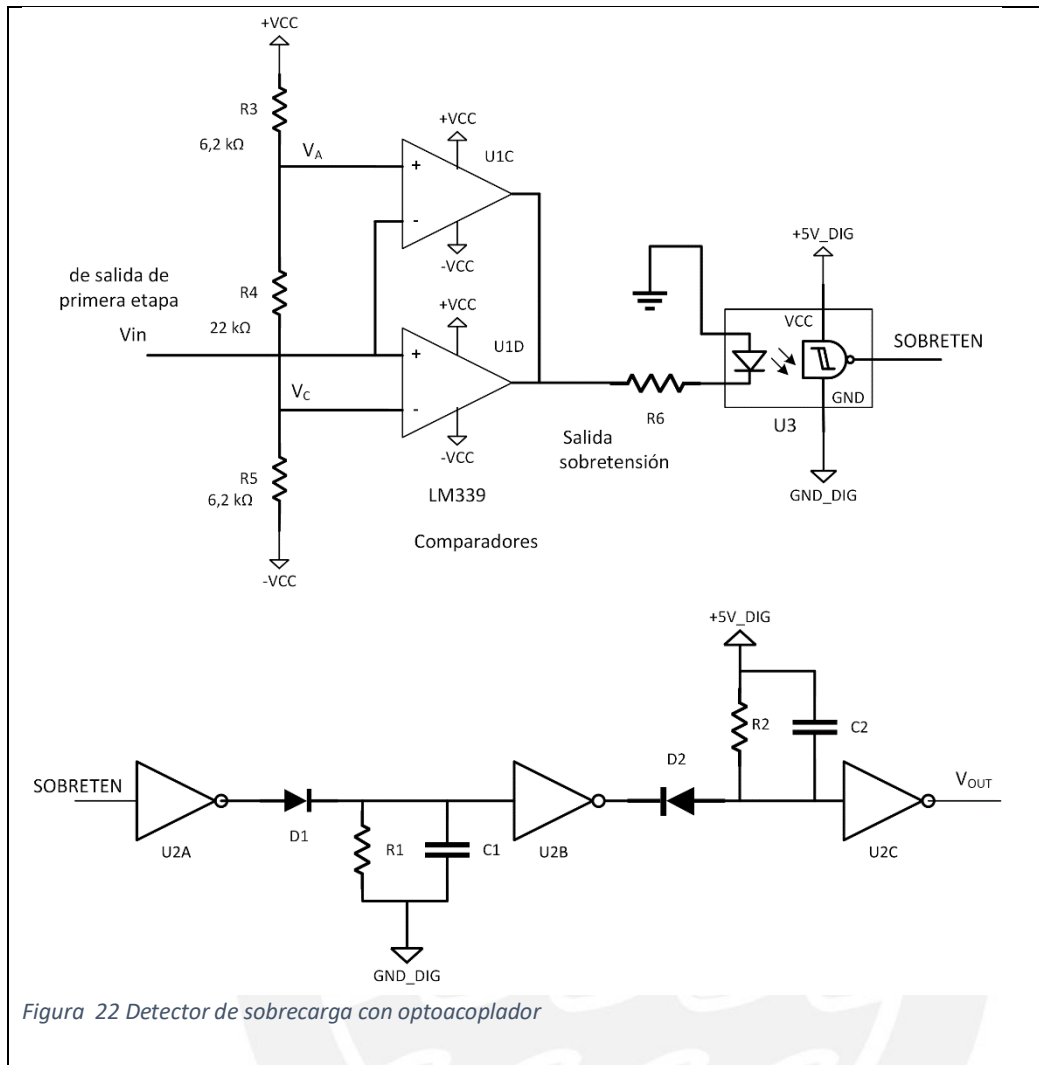
El ancho mínimo del pulso negativo que puede detectarse es de 25 μ s si éste ocurre una sola vez.

Como R1 y C1 actúan como un integrador, si la señal de entrada V_{IN} está conformado por una serie de pulsos negativos de ancho menor a 25 μ s y separados menos de 2 ms entre uno y el siguiente, con cada pulso negativo se incrementará la tensión en el condensador C1, hasta sobrepasar la tensión umbral de U1A instante en el que se generará el pulso positivo en la salida.

Por ejemplo, si a la entrada hubieran pulsos negativos de 2 μ s de duración, con una separación entre pulsos de 2 ms, luego de 4 pulsos (8 ms) se generaría el pulso en la salida V_{OUT} indicando que hay sobretensión con un ancho mínimo de 400 ms .

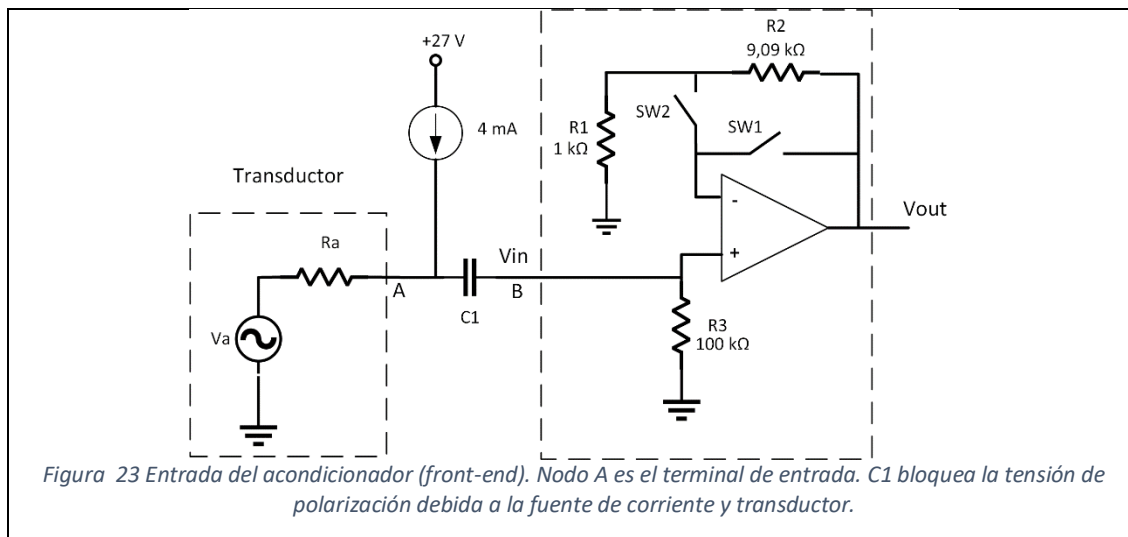
2.4.5.5 Circuito completo con optoacoplador

El circuito completo, incluyendo el optoacoplador se muestra en la siguiente figura.

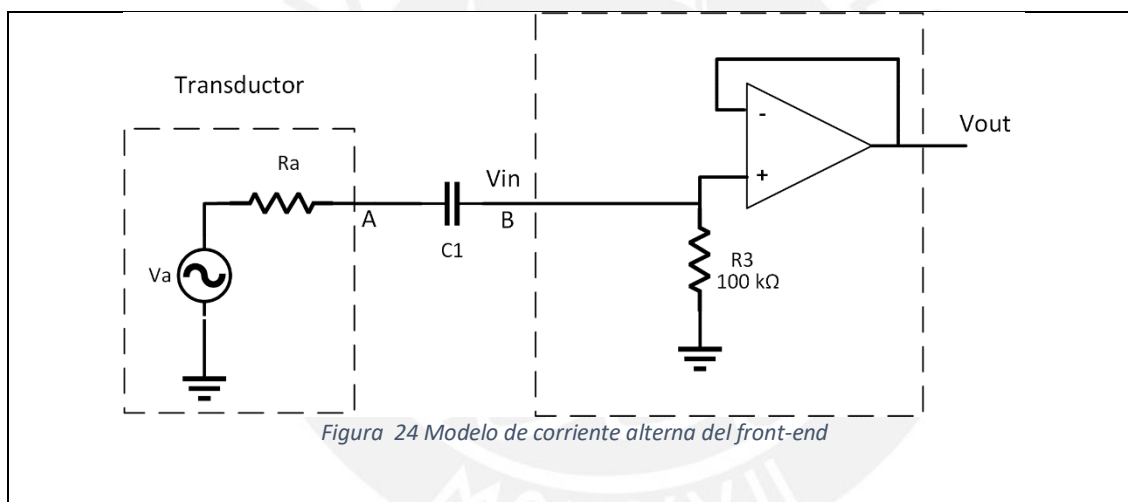


2.5 Diseño del acoplamiento de entrada

La Figura 23 muestra la entrada del sistema (*front-end*) que consta del condensador C1 que desacopla la tensión continua de entrada debida a la fuente de corriente y el transductor. Ese condensador junto con R3 conforman un filtro pasa altos que determina la frecuencia mínima de trabajo del acondicionador de señales.



Para el cálculo del valor de C1, se presenta en la Figura 24 el modelo de corriente alterna del circuito. La ganancia en lazo cerrado del opamp no afecta en los cálculos de C1, así que se muestra con ganancia 1.



La frecuencia de corte de -3dB está dada por la ecuación:

$$f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi \cdot C1 \cdot R3} \quad (54)$$

En la sección 1.3.6 en el análisis de los acondicionadores comerciales se vio que la frecuencia de corte inferior de los equipos analizados estaba en el rango [0,03 Hz; 0,8 Hz].

Considerando que en el diseño R3 es de 100 kΩ, despejando C1 en la ecuación (54) el valor de C1 para una frecuencia de corte de 0,8 Hz sería 1,99 μF y para una frecuencia de corte de 0,03 Hz sería 53 μF.

Se elige el condensador C1 de 22 μF de modo que la frecuencia de corte será de 0,07 Hz.

2.6 Control digital e interfaz de usuario

El control del sistema se encarga de la activación y desactivación del relé, apertura y cierre de los interruptores que seleccionan la ganancia del amplificador de entrada, la conexión y desconexión del filtro y la alimentación de la fuente de corriente. Las señales indicadoras, generadas por el sistema analógico, son las señales digitales provenientes del detector de cable y del detector de sobretensión.

Para el control y lectura de estas señales se analizaron dos opciones:

- Empleando interruptores o selectores mecánicos para el control del relé, la ganancia y conexión del filtro; y leds como indicadores del estado del cable (cortocircuito, circuito abierto, conexión correcta), y de sobrecarga.
- Empleando un sistema embebido para el control de los interruptores y la interfaz de usuario.

El diseño del sistema analógico se hizo de modo que fuera posible implementar ambas opciones, para lo cual todas las señales digitales de entrada y salida tienen niveles CMOS de 5 V y llegan a un conector en la tarjeta del sistema analógico. Para aislar el sistema analógico del sistema embebido se emplearon optoacopladores como interfaz para las señales digitales.

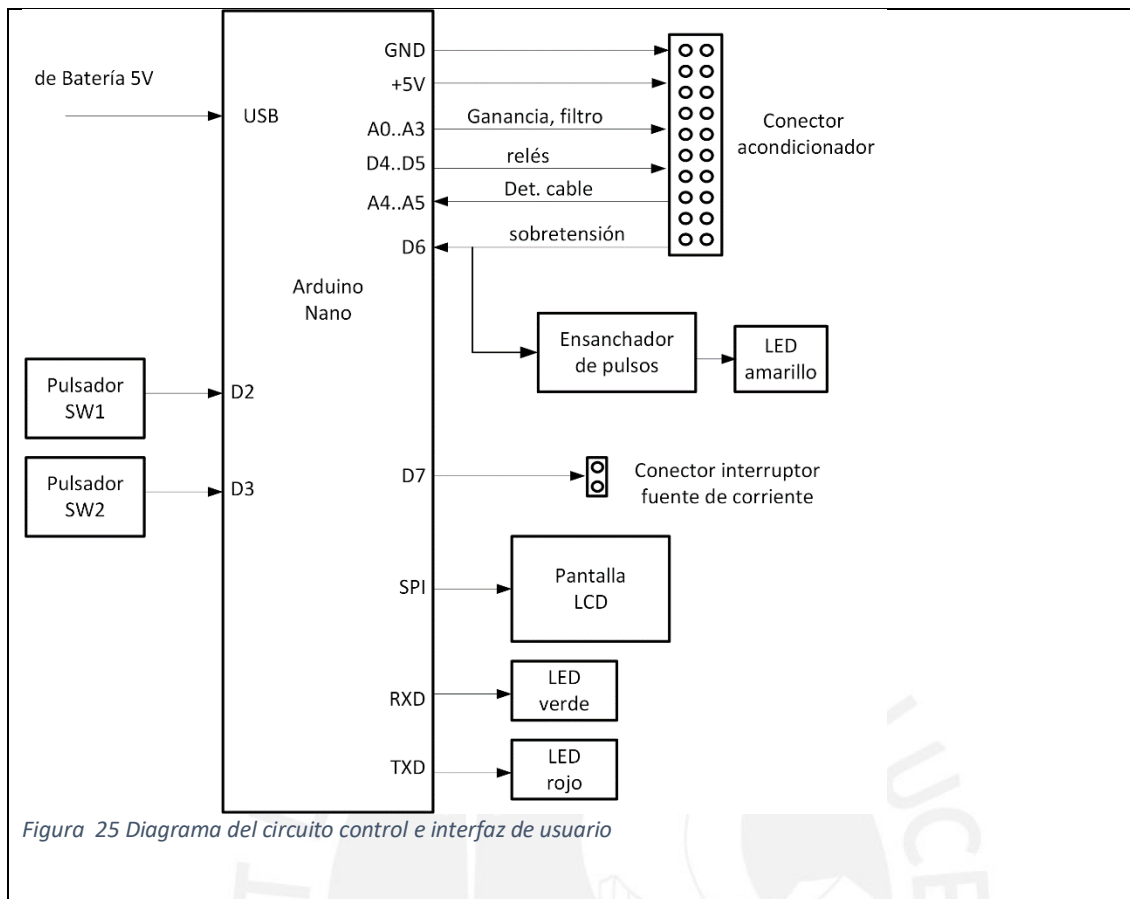
La desventaja del uso de un sistema embebido estriba en el consumo adicional de energía, además del aislamiento electromagnético adicional requerido para que no genere interferencias en la ruta de la señal analógica, y el costo adicional de su implementación.

La ventaja principal del sistema embebido es su versatilidad en el diseño de la interfaz de usuario, que puede ser tan simple como el uso de pulsadores y leds, o más sofisticada con el uso de pulsadores y pantalla gráfica a color.

Para el presente trabajo no era necesario el uso de un sistema embebido, pero su uso permitiría determinar si se podría llegar a la relación señal a ruido requerida a pesar de su empleo. Por esa razón se preparó una tarjeta alambrada con un módulo Arduino Nano, el cual está basado en el microcontrolador ATmega328P, una pantalla LCD gráfica de color, dos pulsadores y cuatro leds para la interfaz de usuario. Se incluyó también los ensanchadores de pulso.

Como se verá en el siguiente capítulo, se logró una relación señal a ruido superior a los 90 dB, que era uno de los objetivos del diseño.

La Figura 25 muestra del diagrama de conexiones de la tarjeta alambrada. La alimentación de la tarjeta proviene de un banco de baterías de 5V conectada al puerto micro-USB del módulo Arduino Nano. Los terminales RXD y TXD se configuraron como pines digitales de salida de propósito general, y se conectan a dos de los leds. Los terminales A0 a A3 se configuraron como pines de salida digital y controlan la ganancia del acondicionador y la conexión del filtro pasa altos. El puerto SPI se emplea para controlar la pantalla LCD. La señal de sobretensión proveniente del acondicionador llega al terminal D6 del módulo Arduino Nano y al ensanchador de pulsos, cuya salida llega al led amarillo que se enciende cuando hay sobretensión. Las señales de estado del cable llegan a los terminales A4, A5 del módulo Arduino.



Capítulo 3 Mediciones y resultados

En el capítulo 2 se presentó el diseño del sistema. En este capítulo se presentan los ensayos y resultados de las mediciones realizadas.

3.1 Respuesta en frecuencia

Como el acondicionador fue diseñado para polarizar al transductor conectado a la entrada con una fuente de corriente, no se podía conectar directamente el generador de señales a la entrada del acondicionador si estaba la fuente de corriente conectada, así que se prepararon dos tipos de ensayos:

- Con la fuente de corriente desconectada
- Con la fuente de corriente conectada y una interfaz (adaptador) entre el generador y la entrada del acondicionador.

Los ensayos con la fuente de corriente desconectada dan una medida más precisa de la respuesta del sistema a baja frecuencia, pues sólo considera el efecto del condensador de acoplamiento de entrada que tiene internamente el acondicionador.

Los ensayos con la fuente de corriente y el adaptador conectados, aunque no da una respuesta fiel del comportamiento a baja frecuencia, sí permite analizar el comportamiento a alta frecuencias.

Con ambos tipos de ensayos podría determinarse, por lo tanto, si hay algún efecto adverso de la fuente de corriente a alta frecuencia.

Como la respuesta en frecuencia de un amplificador operacional es, aproximadamente, inversamente proporcional a su ganancia en lazo cerrado, para determinar los límites del amplificador y del condensador de acoplamiento de entrada, se realizó un ensayo para determinar la respuesta en frecuencia a la ganancia de 10 (20 dB). Esta medición se hizo sin la fuente de corriente conectada.

3.1.1 Respuesta en frecuencia del amplificador con ganancia 10 (20 dB)

Sistema de medición: PULSE™ System

- Software: Pulse Labshop Fast Track versión 18.1.1.9
- Hardware : Input/Output Module LAN-XI 51.2kHz (Mic, CCLD, V) (slot 1)

Condiciones de medición:

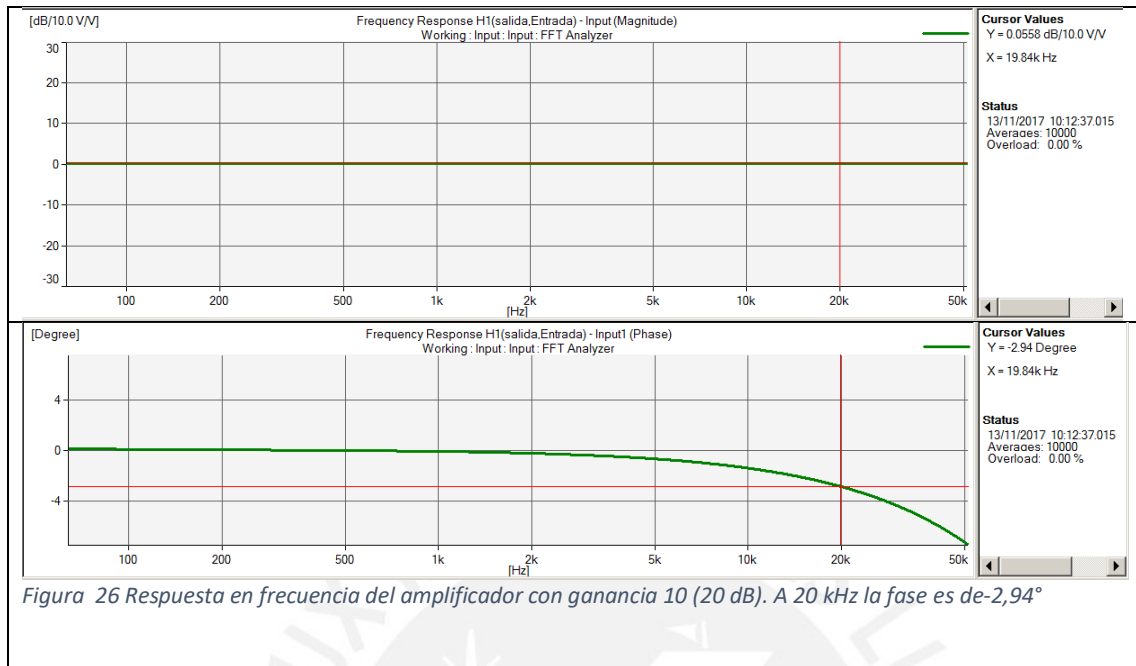
- Sin conexión de la fuente de corriente

Configuración del sistema de medición:

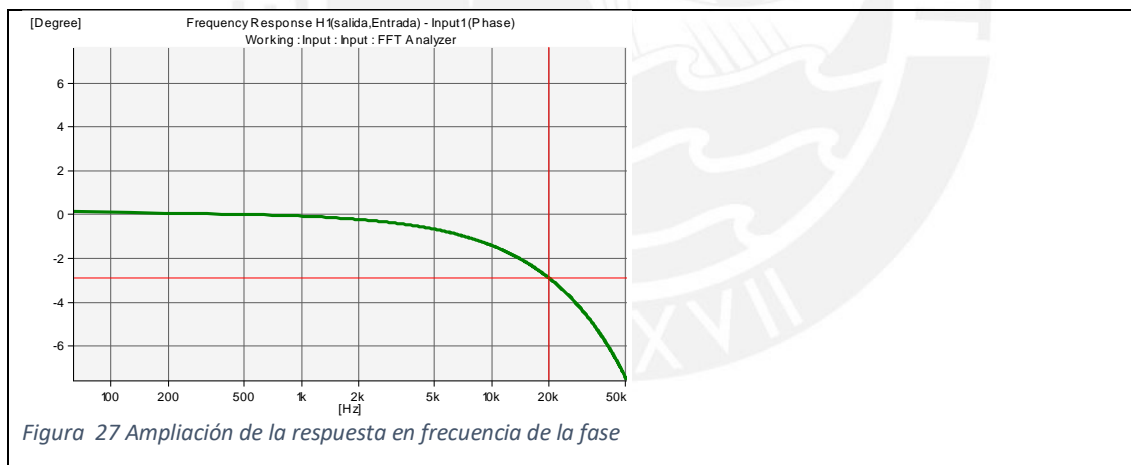
- Medida: respuesta en frecuencia (promedio de 10000 medidas)
- Ancho de banda de medición: 50 kHz (limitación del hardware de 51,2 kHz)
- Entrada: ruido blanco de tensión eficaz 100 mV con ancho de banda de 52 kHz
- Salida: salida del amplificador

La Figura 26 muestra la respuesta en frecuencia de la ganancia y la fase. La escala en decibelios está desplazada en -20dB, de modo que 0 dB corresponde a una ganancia de 10 en escala lineal y -20 dB a

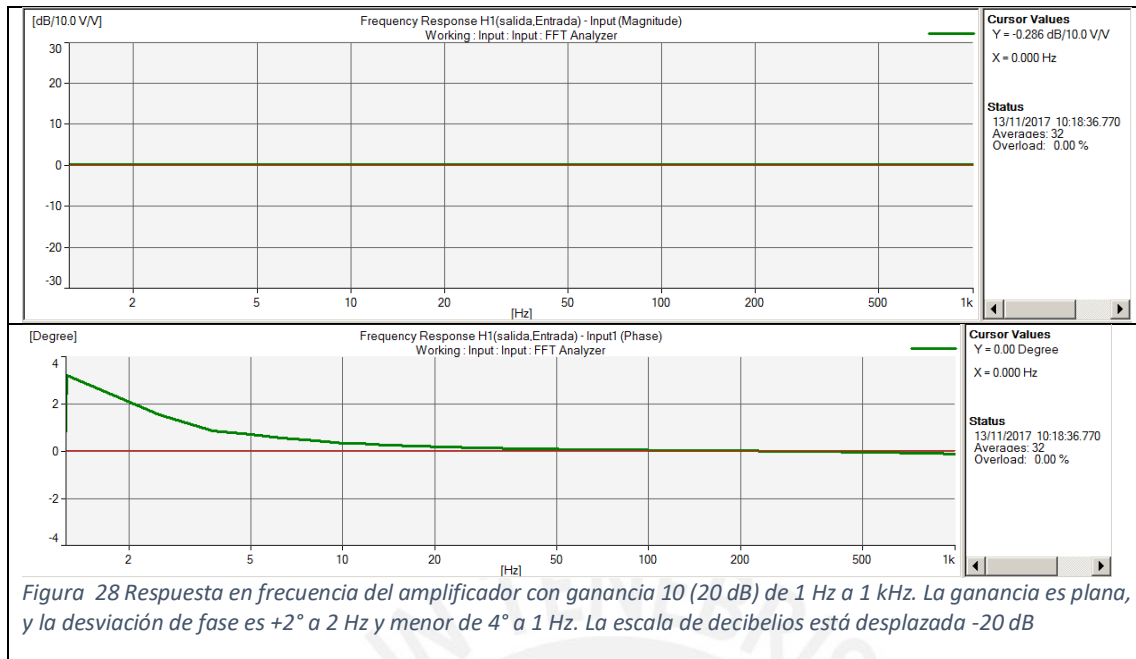
una ganancia de 1 en escala lineal. Puede observarse que la respuesta es plana hasta 50 kHz y a 20 kHz la fase es de solo $-2,94^\circ$



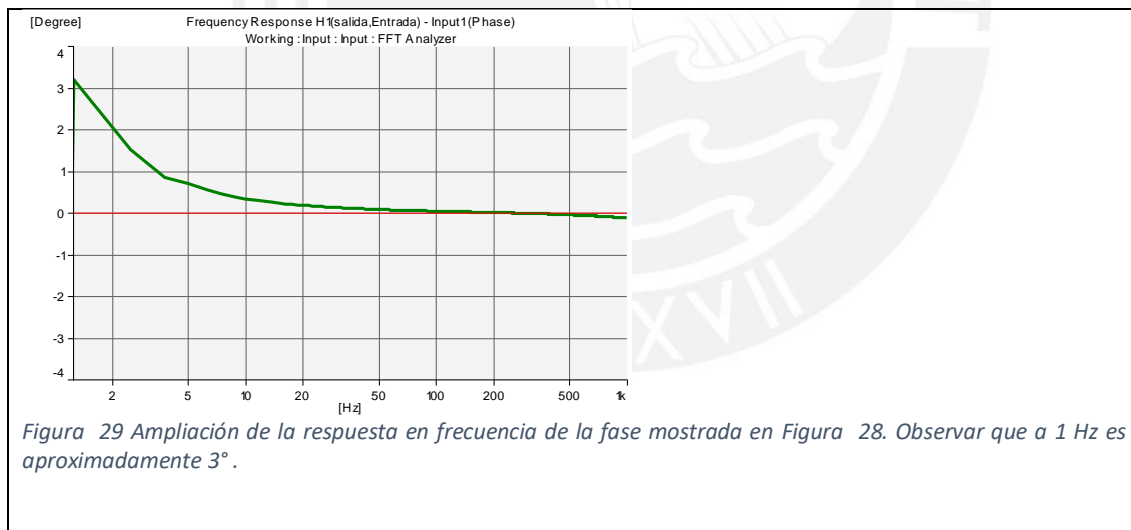
La Figura 27 muestra una ampliación de la desviación de fase mostrada en la Figura 26. Se puede observar que aproximadamente a 27 kHz la desviación de fase es de -4° y a 35 kHz de -5° .



Para ver en más detalle el efecto del condensador de acoplamiento de entrada se hizo una segunda medición para un ancho de banda de 0 Hz a 1 kHz para ver en mejor detalle la desviación de fase a baja frecuencia. Esta vez, debido al tiempo que demoraba el análisis a baja frecuencia, sólo se promediaron 32 mediciones. Los resultados están en la Figura 28.



El amplificador tiene un condensador de desacoplo a la entrada de 22 μF , y el amplificador una impedancia de entrada de 100 k Ω , con lo cual la constante de tiempo es de 2,2 s y la frecuencia de corte inferior (-3 dB) sería 0,07 Hz. Con esos valores, a 0 Hz la fase sería de +90°, a 0,07 Hz sería +45° y a 1 Hz sería 4,1°. En la Figura 28 se puede observar que a 1 Hz la fase es inferior a 4°. La Figura 29 muestra una ampliación de la Figura 28.



Se realizaron otras mediciones para determinar la frecuencia de corte inferior del amplificador.

3.1.2 Respuesta en frecuencia: amplificador de entrada y filtro

Condiciones de la prueba: Fue con el circuito en protoboard, en caja blindada con papel de aluminio. Se empleó un DIPSWITCH para configurar los interruptores mosfet. No se empleó la fuente de corriente.

Ruta de la señal a analizar: condensador de acoplamiento - amplificador de entrada - interruptores mosfet - filtro activo pasa altos. (no se conectó amplificador de salida).

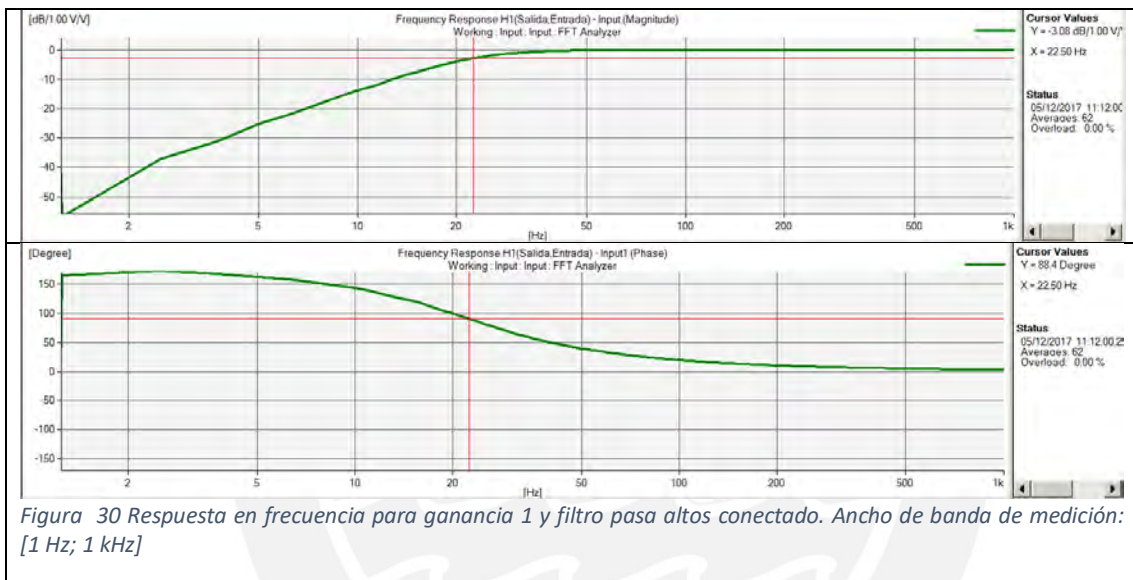
Equipo de medición: el mismo de ensayos de sección 3.2.1

3.1.2.1 Ganancia 1, filtro pasa altos conectado

Este ensayo se realizó para determinar la frecuencia de corte inferior del filtro pasa altos y si había algún efecto adverso a altas frecuencias.

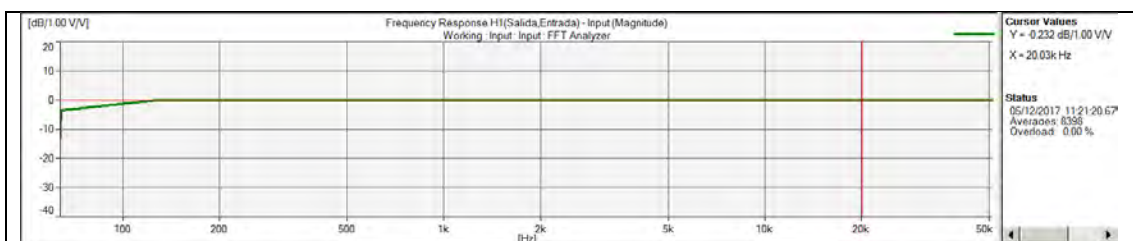
Para determinar la frecuencia de corte del filtro se configuró el analizador para un ancho de banda de [1 Hz; 1 kHz] y se promediaron 62 mediciones.

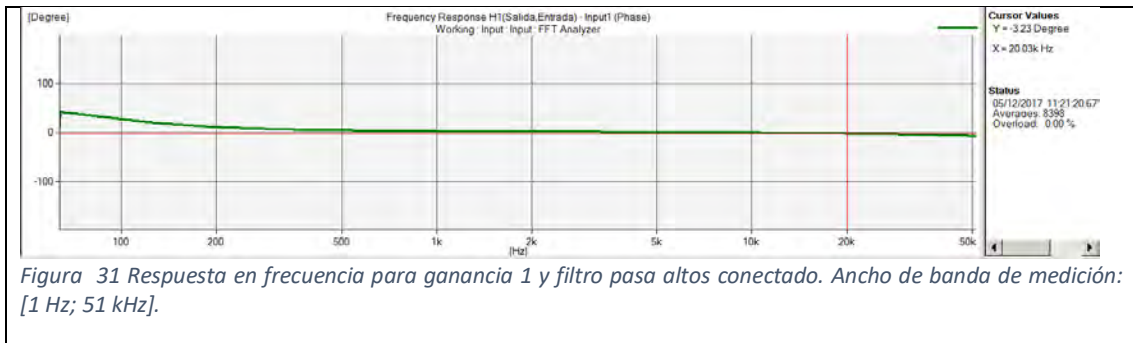
En la Figura 30 se muestran los resultados. La frecuencia de corte (-3 dB) medida es 22,50 Hz, y la fase a esa frecuencia 88,4° .



Para determinar el efecto del filtro a altas frecuencias, se hizo un ensayo para un ancho de banda de [1 Hz; 51 kHz] y se promediaron 8398 mediciones. La Figura 31 muestra los resultados. A la frecuencia de 20,03 kHz la ganancia es -0,232 dB y la fase -3,23° .

La caída de la ganancia a baja frecuencia es un artefacto (*artifact*), pues el analizador no tomó muchas medidas debajo de 100 Hz.





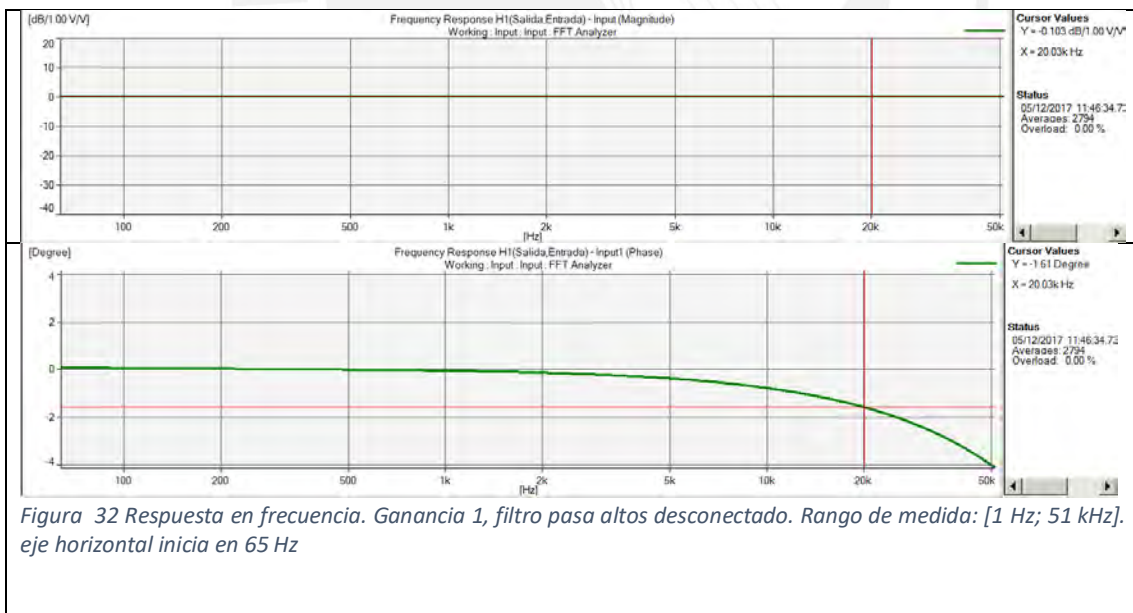
3.1.2.2 Ganancia 1, filtro pasa altos desconectado

Se hicieron tres ensayos para tres anchos de banda distintos. Uno para determinar la respuesta máxima del sistema, y las otras dos para determinar con mayor exactitud la respuesta a bajas frecuencias.

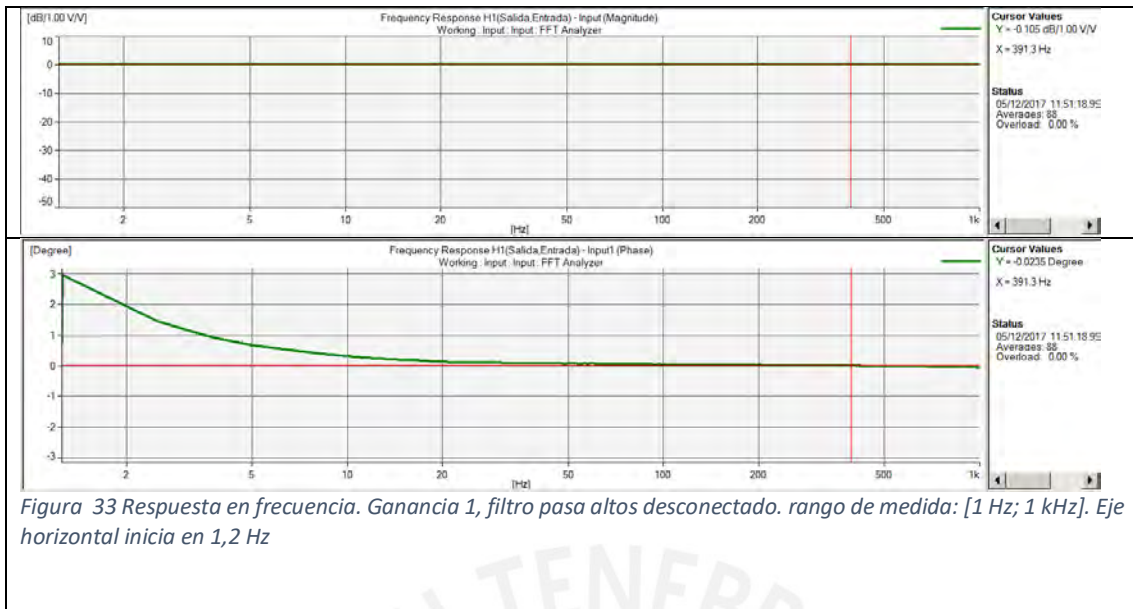
Para determinar el ancho de banda máximo del sistema, se hizo la medida con el ancho de banda máximo del instrumento (51 kHz) y promediando 2794 mediciones, cuyos resultados pueden observarse en la Figura 32.

Puede observarse que la ganancia tiene una respuesta plana hasta los 51 kHz, con una fase de -4° . No fue por ello posible determinar la frecuencia máxima del amplificador con el analizador PULSE, pero sí se puede afirmar que es superior a 51 kHz.

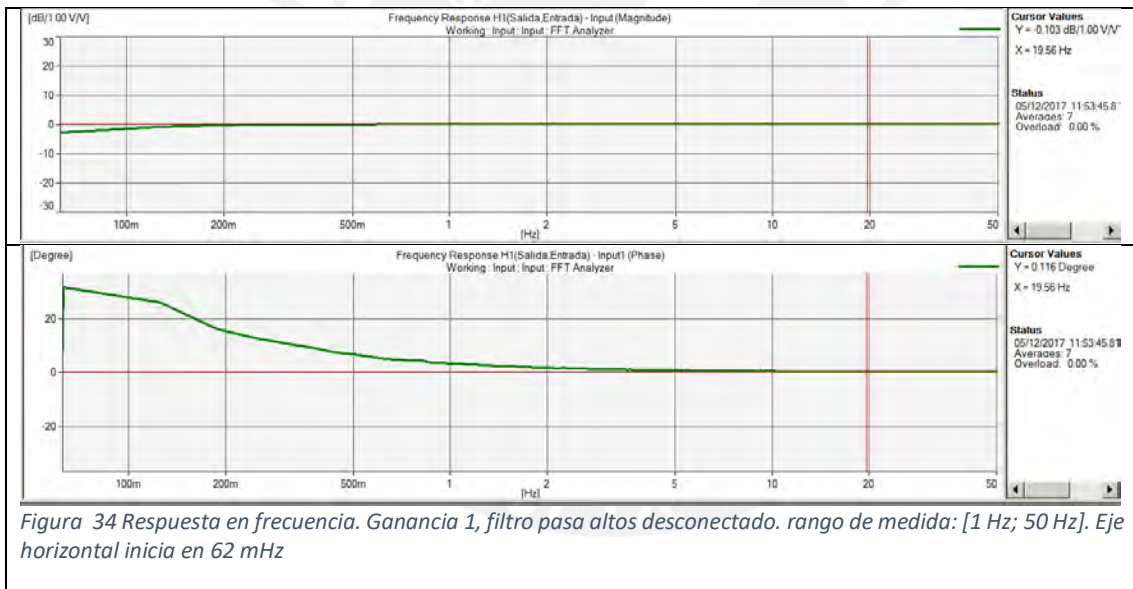
Se puede observar que a 20 kHz, la ganancia es de -0.103 dB y la fase $-1,61^\circ$, muy por debajo del límite de diseño propuesto de -5° .



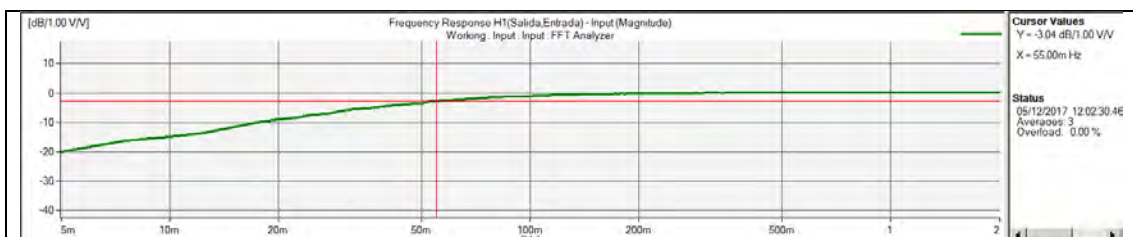
En las siguientes figuras se muestra la respuesta a bajas frecuencias. Se hizo primero el ensayo con un ancho de banda de [1 Hz; 1 kHz] y promediando 88 mediciones (ver Figura 33) obteniéndose una ganancia constante en todo el rango de frecuencias, siendo la fase de 3° a 1,2 Hz.

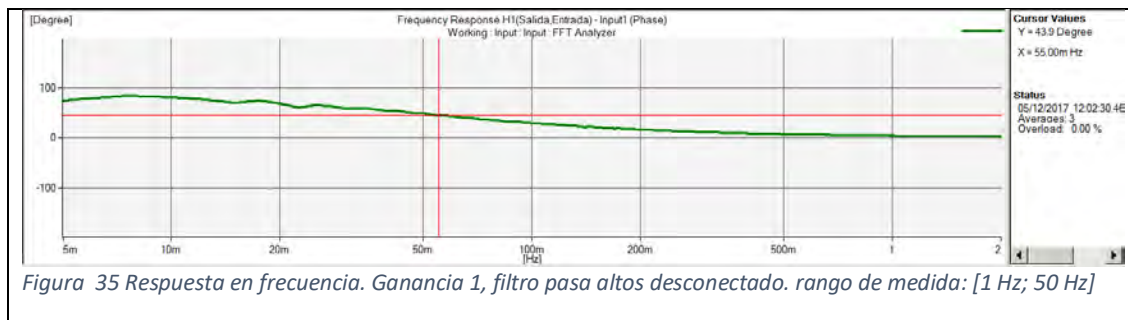


Se hizo por ello otra medición con un ancho de banda de [1 Hz; 50 Hz] promediando 7 mediciones (ver Figura 34). Se observa que por debajo de 200 mHz ya es visible la disminución de la ganancia.



Se hizo una última medición en el rango [0,005 Hz, 2 Hz] promediando solo tres mediciones, cuyo resultado se muestra en la Figura 35. La frecuencia de corte (-3dB) es de 55,00 mHz y la fase a esa frecuencia 43,9° .



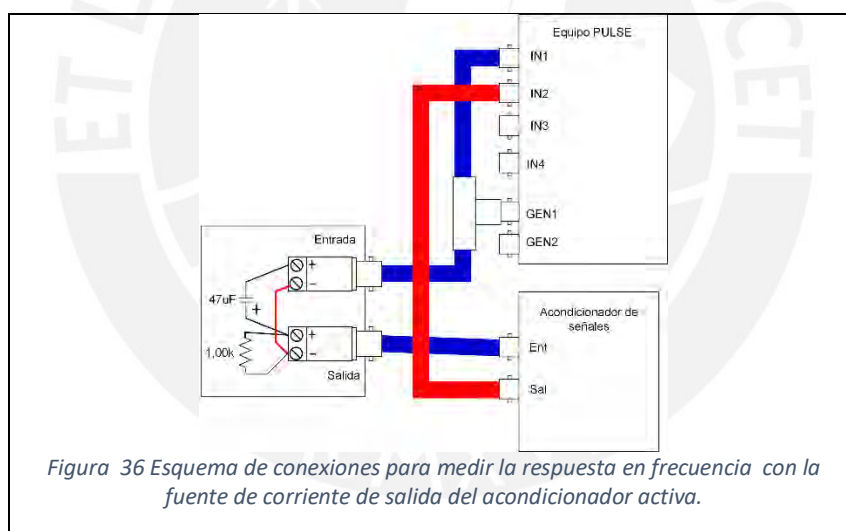


3.1.3 Respuesta en frecuencia del sistema final

Estas mediciones se realizaron con el sistema completo, fuente de corriente activada e interfaz de usuario digital conectada.

Debido a la fuente de corriente, se conectó la interfaz para aislar al generador de la fuente de corriente del acondicionador y presentar una carga de 1 k Ω a la fuente de corriente para así polarizar correctamente el sistema. Esta interfaz equivale a un filtro pasa altos de primer orden adicional en la entrada, razón por la cual la frecuencia de corte inferior (-3 dB) es mayor, como se verá en los resultados.

La Figura 36 muestra el esquema de conexiones de los equipos y el adaptador (lado izquierdo).



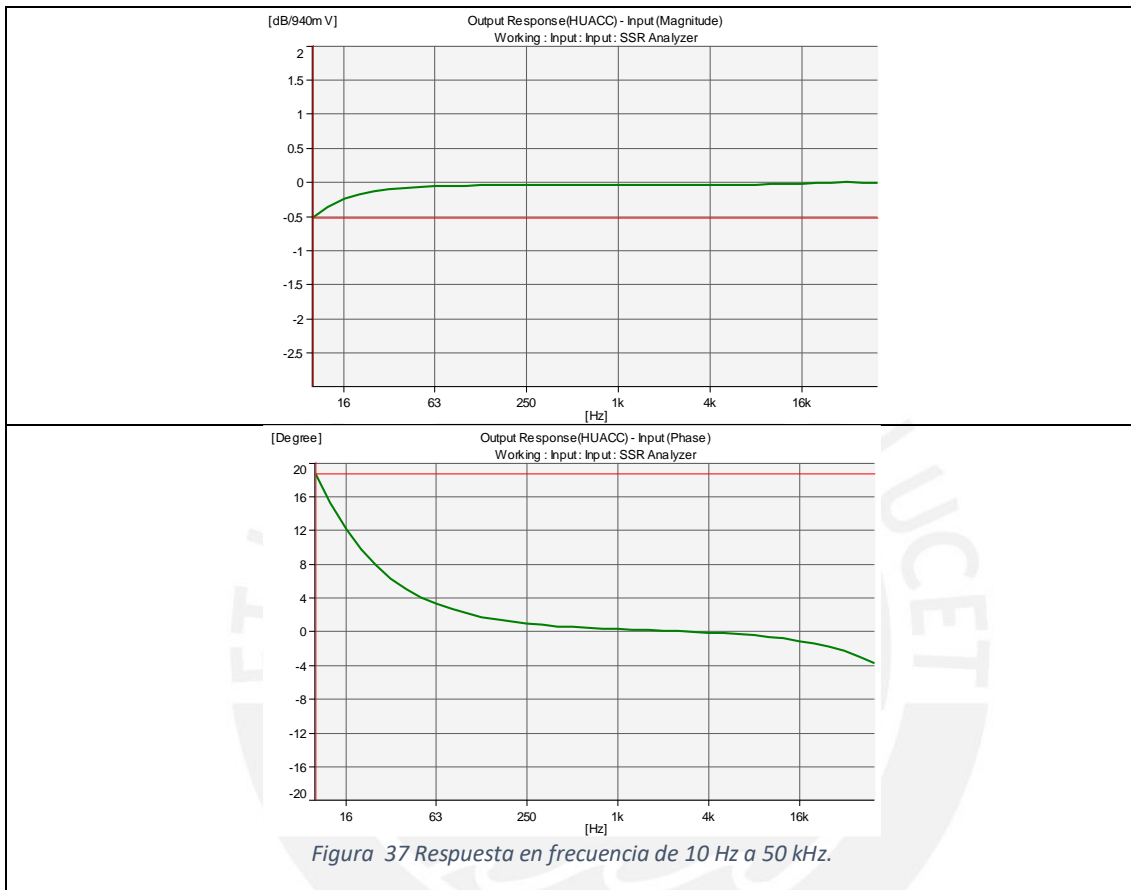
Instrumento de medición: Brüel & Kjær Type 3160-B-042

Software de análisis: Pulse

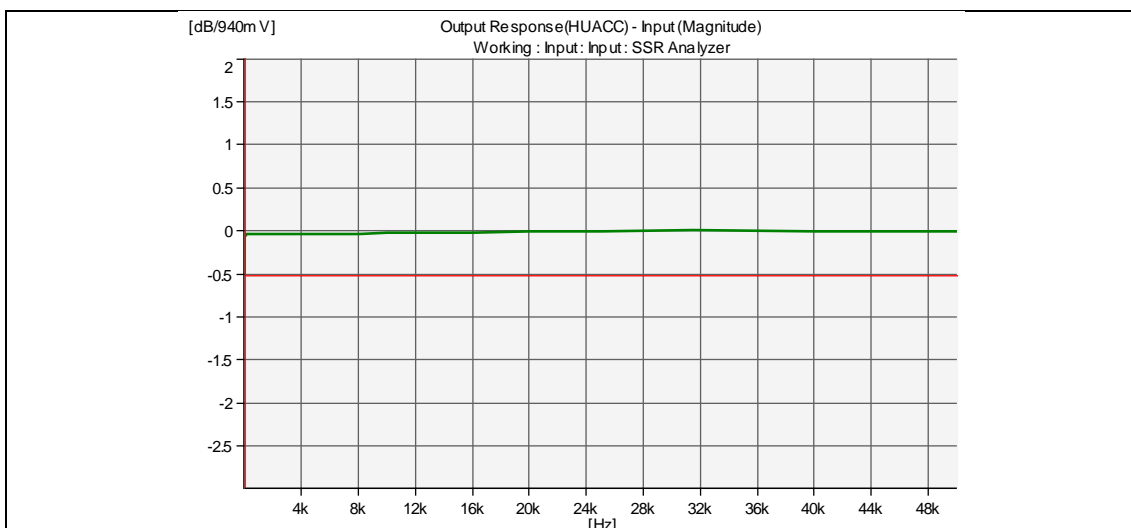
Configuración del instrumento:

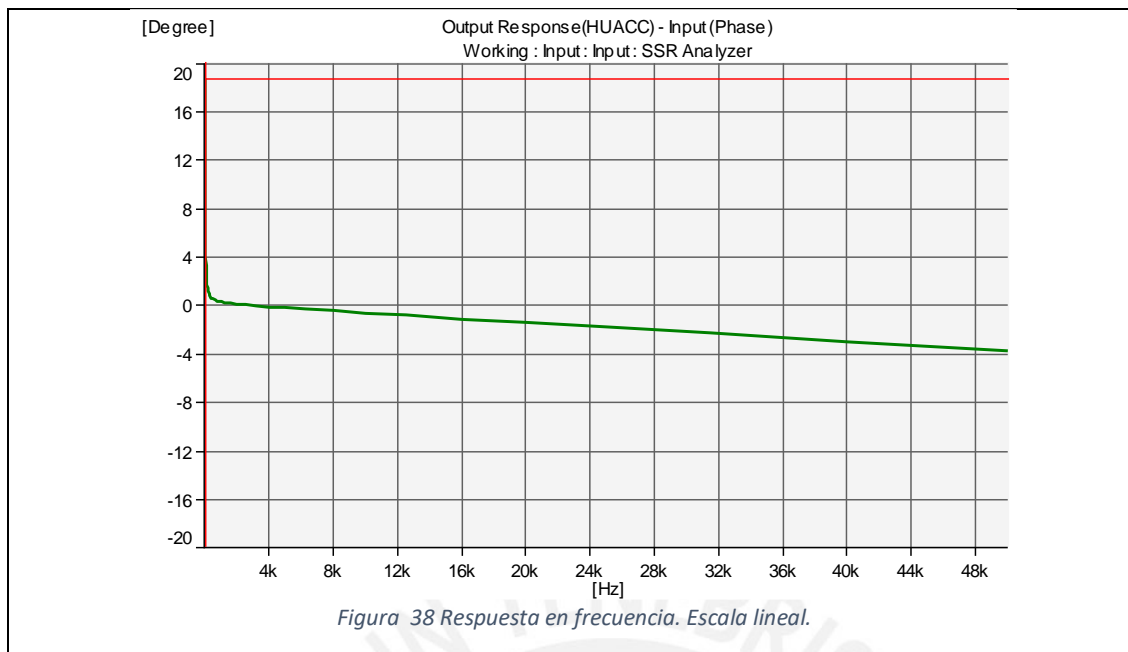
- Análisis: Respuesta en estado estacionario SSR
- Barrido: Log ISO
- Ancho de banda: [10 Hz; 50 kHz], intervalos de 1/3 de octava (R10)
- Salida: Generador N°1
- Amplitud señal: 1 V
- Repeticiones: 1
- Promediado: adaptativo complejo

La Figura 37 muestra los resultados. Puede observarse que la respuesta de la ganancia deja de ser plana por debajo de los 63 Hz, sin embargo, cuando se hizo la medición sin la interfaz de entrada (ver secciones 3.1.1 y 3.1.2) esto recién ocurría por debajo de 1 Hz. Esto es debido a la interfaz requerida para que la corriente de polarización que genera el acondicionador en la entrada no llegue al generador del instrumento empleado para la medición.



La Figura 38 presenta los mismos resultados pero en escala lineal. Puede observarse que a 50 kHz la desviación de fase es -4° , y a 20 kHz está entre -1° y -2° .

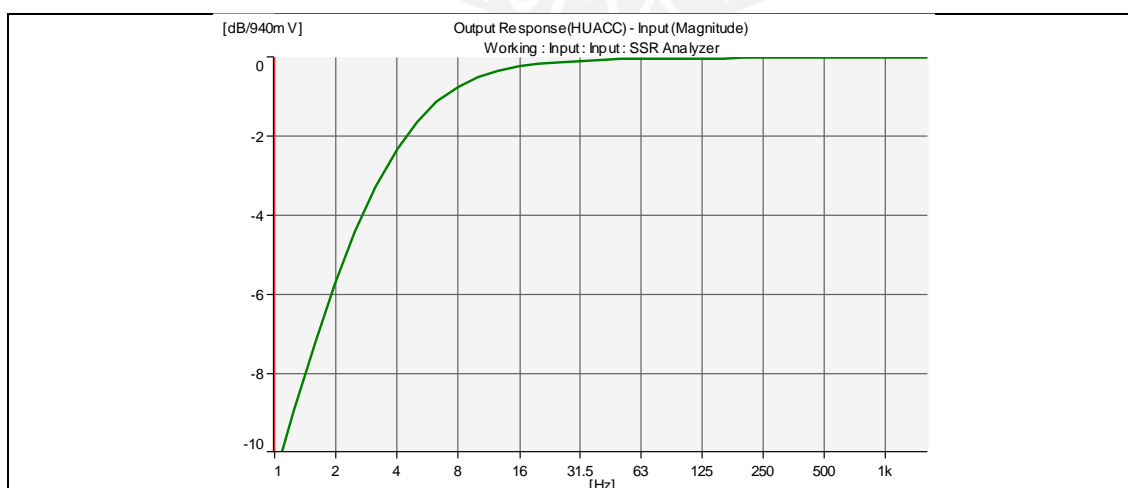


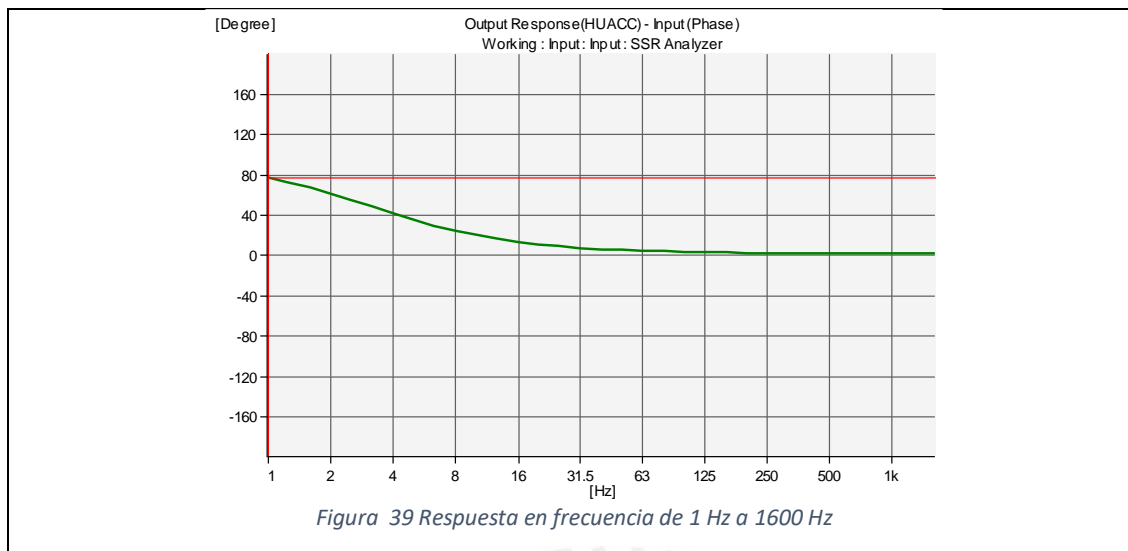


La Figura 39 es una ampliación de la respuesta a bajas frecuencias. Puede observarse que la frecuencia de corte (-3 dB) es de 3,5 Hz. Comparada con los 0,05 Hz medidos en la sección 3.2.2, es 70 veces mayor.

La constante de tiempo debido al condensador de acoplamiento interno es de 2,2 s (sección 3.1.1), y la constante de tiempo del adaptador es de 47 ms (condensador de 47 μF y resistencia de 1 $\text{k}\Omega$, ver Figura 36). Para que el adaptador no afecte en la medición a bajas frecuencias, su constante de tiempo debería ser por lo menos diez veces mayor, es decir, 22 s, lo que implicaría el uso de un condensador de 220 mF .

En la práctica, la interfaz empleada no se requerirá, pues el transductor IEPE requiere la fuente de corriente para poder funcionar. Además, la finalidad de este ensayo, fue el determinar la frecuencia máxima útil del acondicionador, pues es a altas frecuencias, que la fuente de corriente podría, debido a efectos capacitivos, incidir negativamente en la respuesta en frecuencia. Los resultados muestran que no, que la desviación de fase a 50 kHz es de -4° .





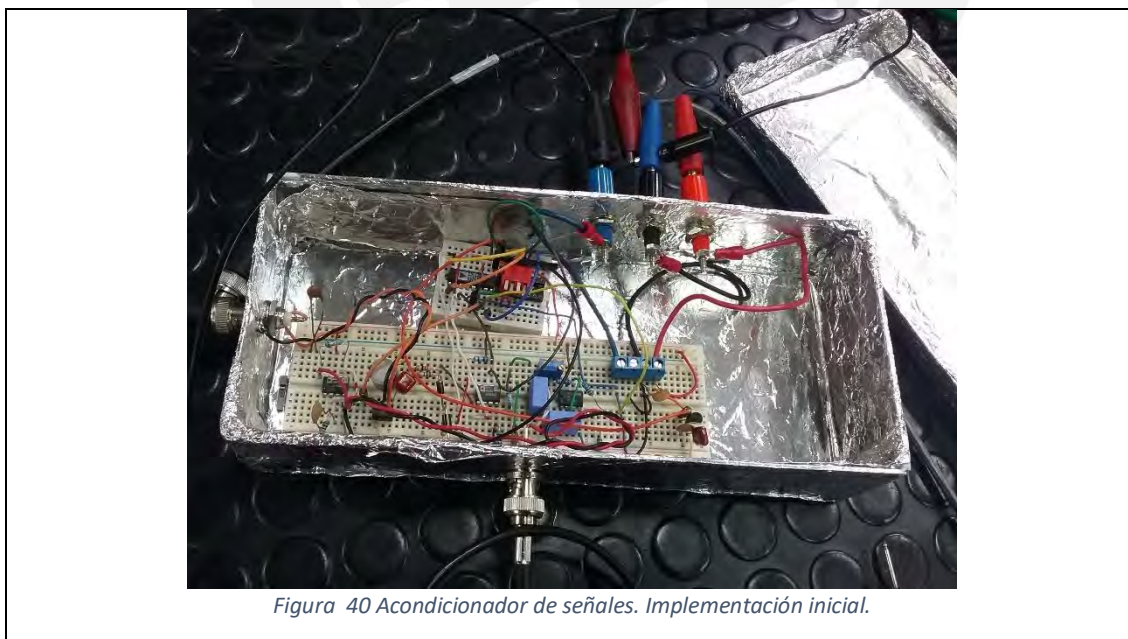
3.2 Distorsión harmónica total (THD)

3.2.1 Mediciones en primer prototipo (en protoboard)

Fecha: 14/12/2017

Esta primera medición se realizó cuando el sistema estaba implementado en *protoboard*. Este primer prototipo no tenía incorporados la fuente de corriente ni los detectores de sobrecarga ni del cable. La foto del prototipo se muestra en la Figura 40.

Para la medición se empleó el analizador de Audio 2112 de la compañía Brüel & Kjær.



Instrumento de medición: Analizador de audio Brüel & Kjær Type 2012

Configuración:

- Modo de análisis: Respuesta de estado estacionario SSR (*steady state response*)
- Señal del generador: 1 V
- Rango de frecuencias: [10 Hz; 40 kHz]
- Escala vertical: dB referido a 0,996 V
- Escala horizontal: logarítmica

Debido a la antigüedad del instrumento, éste grababa los archivos en una unidad de *diskettes*, que ya eran obsoletos al momento de realizar la medición. Por esa razón se tomó una foto del gráfico generado por el analizador de audio, que se muestra en la Figura 41.

Puede observarse que la distorsión armónica total es menor a -80 dB, en todo el rango de medida, es decir, menor al 0,01% . En particular, a la frecuencia de 1 kHz, la distorsión es de -91,12 dB (0,0028 %).

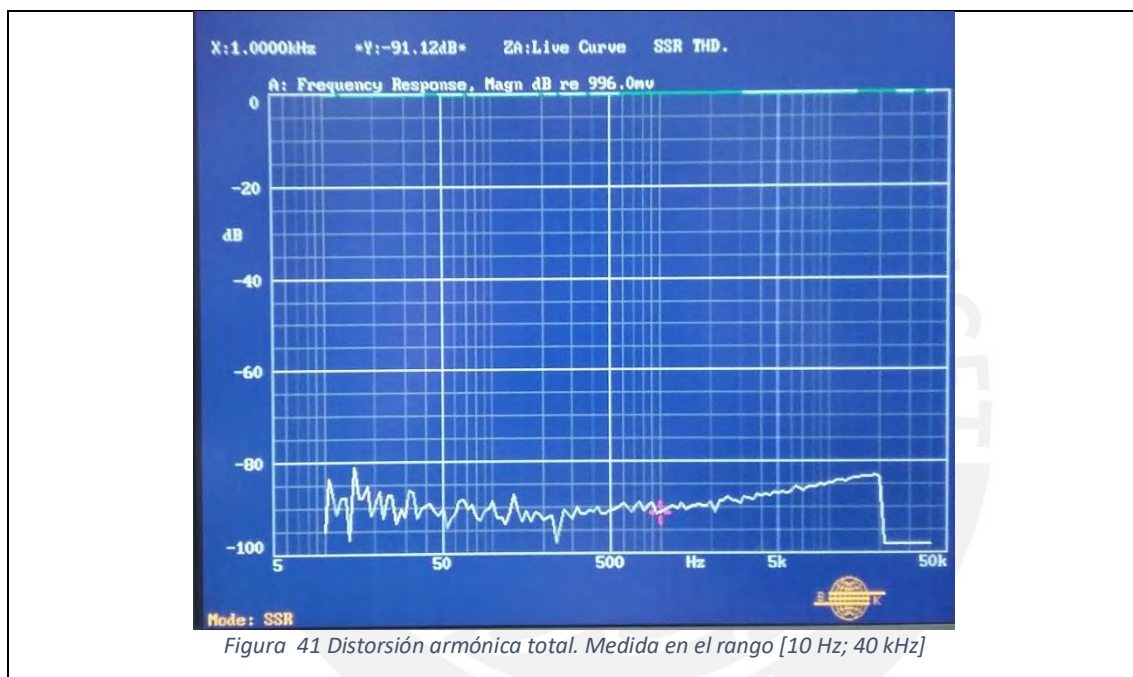


Figura 41 Distorsión armónica total. Medida en el rango [10 Hz; 40 kHz]

3.2.2 Medición de THD del sistema final

Fecha: 23/09/2022

Esta medición se realizó con el sistema completo, incluida la interfaz digital del usuario. Se configuró el acondicionador para ganancia 1, filtro desactivado y fuente de corriente activa, razón por la cual se tuvo que colocar una interfaz entre el generador y la entrada del acondicionador.

Instrumento de medición: Analizador de audio Brüel & Kjær Type 2112

Configuración:

- Análisis: Distorsión armónica (THD)
- Modo: Respuesta en estado estacionario SSR (*steady state response*)
- Armónicos: 2° y 3°
- Amplitud de la señal: 1 V
- Rango de frecuencias: [10 Hz; 20 kHz]

- Número de frecuencias: 24 por octava

La Figura 42 muestra el resultado de la medición. La distorsión armónica (THD) es menor a -80 dB desde 10 Hz hasta los 20 kHz, excepto por un pico de -76,9 dB a 8,41 kHz .

A 61,3 Hz y a 1 kHz el THD es de -93,87 dB (0,002%).

En resumen, la distorsión máxima es de -76,9 dB (0,014%) a 8,41 kHz y sólo ocurre en una de las frecuencias. En las demás frecuencias, la distorsión no supera los -82 dB (0,008%).

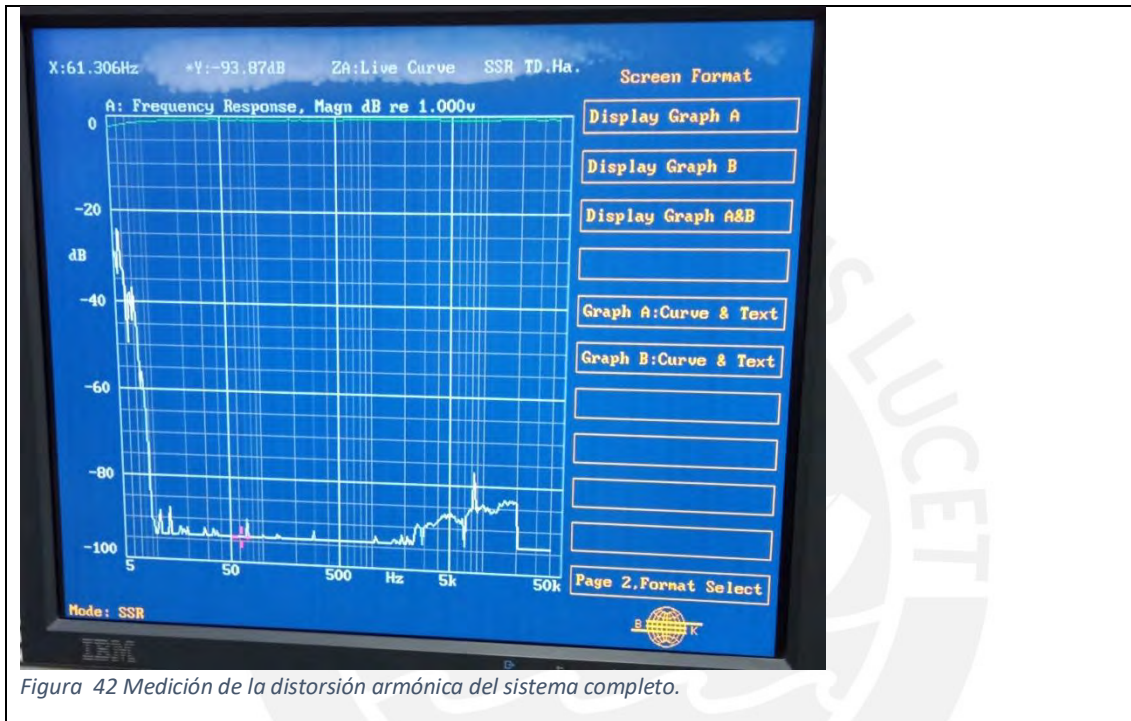


Figura 42 Medición de la distorsión armónica del sistema completo.

En resumen, la distorsión armónica es menor a 0,014% en el rango de [10 Hz; 20 kHz].

3.3 Razón de cambio a la salida (*slew-rate*)

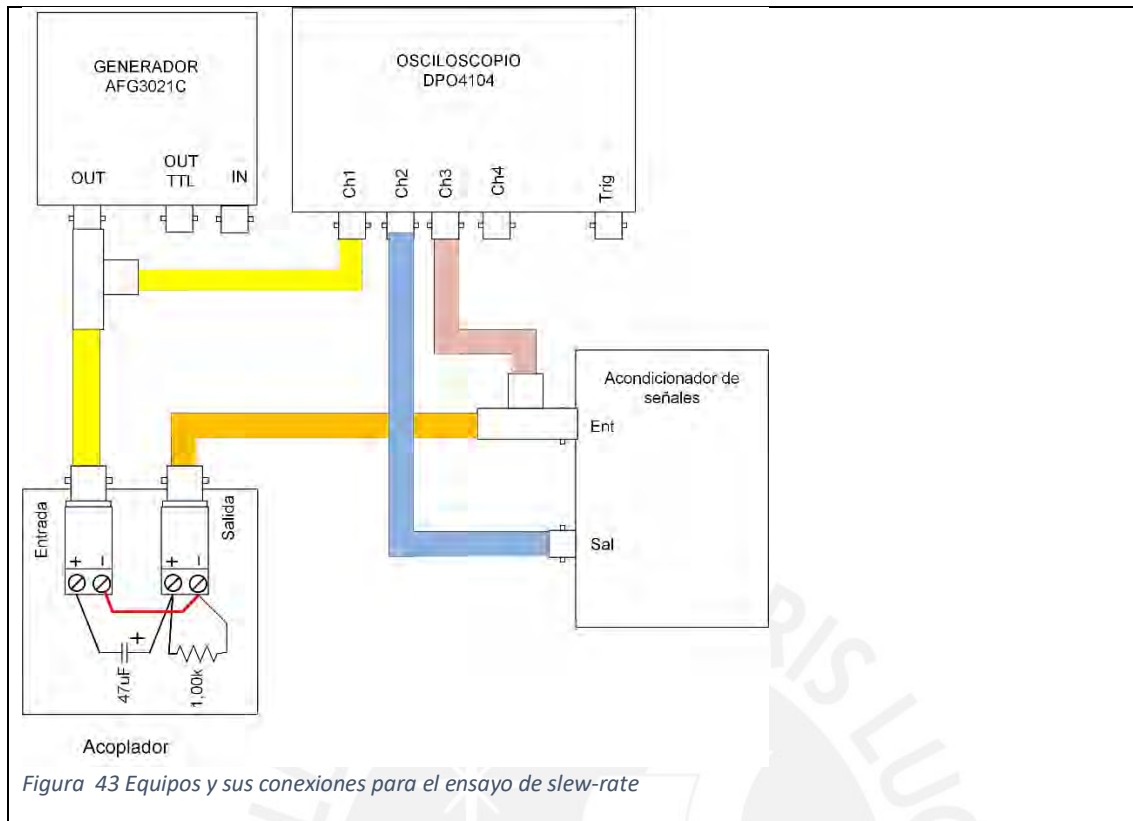
Configuración

Para medir el *slew-rate* se preparó el ensayo como se muestra en la Figura 43.

Se conectó el acoplador entre la salida del generador y la entrada del acondicionador de señales. El acoplador cumple dos funciones: aislar al generador de la fuente de corriente del acondicionador, y presentar una carga de 1 kΩ a la fuente de corriente, y así polarizar correctamente el sistema.

Se configuró el generador de señales para generar una onda cuadrada de 10,00 kHz y tensión pico-pico de 4 V . Se ajustó la amplitud para que en la salida del acondicionador de señales la amplitud pico-pico sea de 4 V , y así ocupe un número entero de divisiones verticales en la pantalla del osciloscopio.

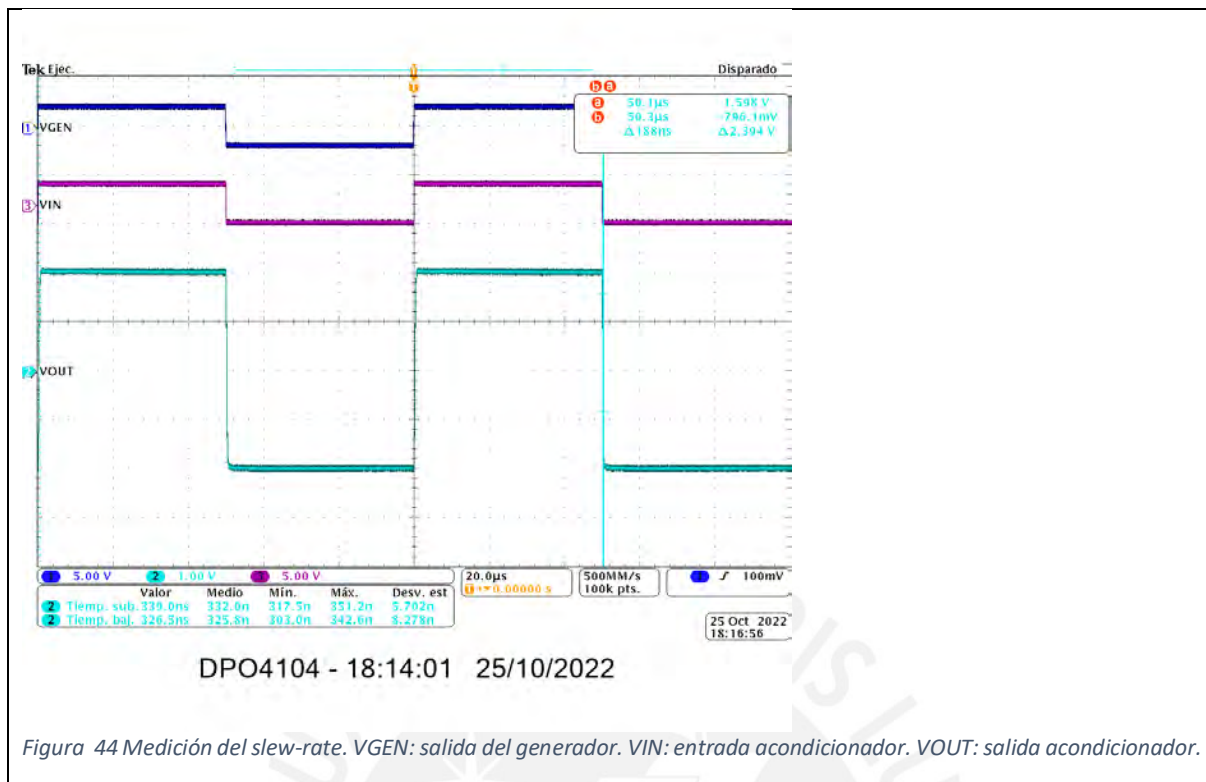
El adaptador es necesario para poder realizar la medida con la fuente de corriente del acondicionador activa, que es la situación real que se tendría al conectar un transductor a la entrada del acondicionador.



Resultados

La primera imagen muestra las formas de onda, y las dos siguientes muestran una ampliación de la onda de salida del acondicionador, alrededor del flanco de subida y de bajada de dicha onda.

La Figura 44 muestra las formas de onda. La salida del generador (canal 1) es una onda cuadrada alterna de 10 kHz con una amplitud pico-pico de 4 V. El canal 3 (VIN, lila) muestra la forma de onda de la señal a la entrada del acondicionador, con una amplitud pico-pico de 4 V. El canal 2 muestra la forma de onda de la salida del acondicionador, y es la que se analizará para determinar el *slew-rate*.



La Figura 45 muestra una ampliación de la forma de onda anterior, para analizar el flanco de subida. Los cursores horizontales b y a intersecan la onda al 10% y 90% de su excursión respectivamente. En la parte inferior de la figura pueden observarse las mediciones del tiempo de subida y bajada realizados por el osciloscopio.

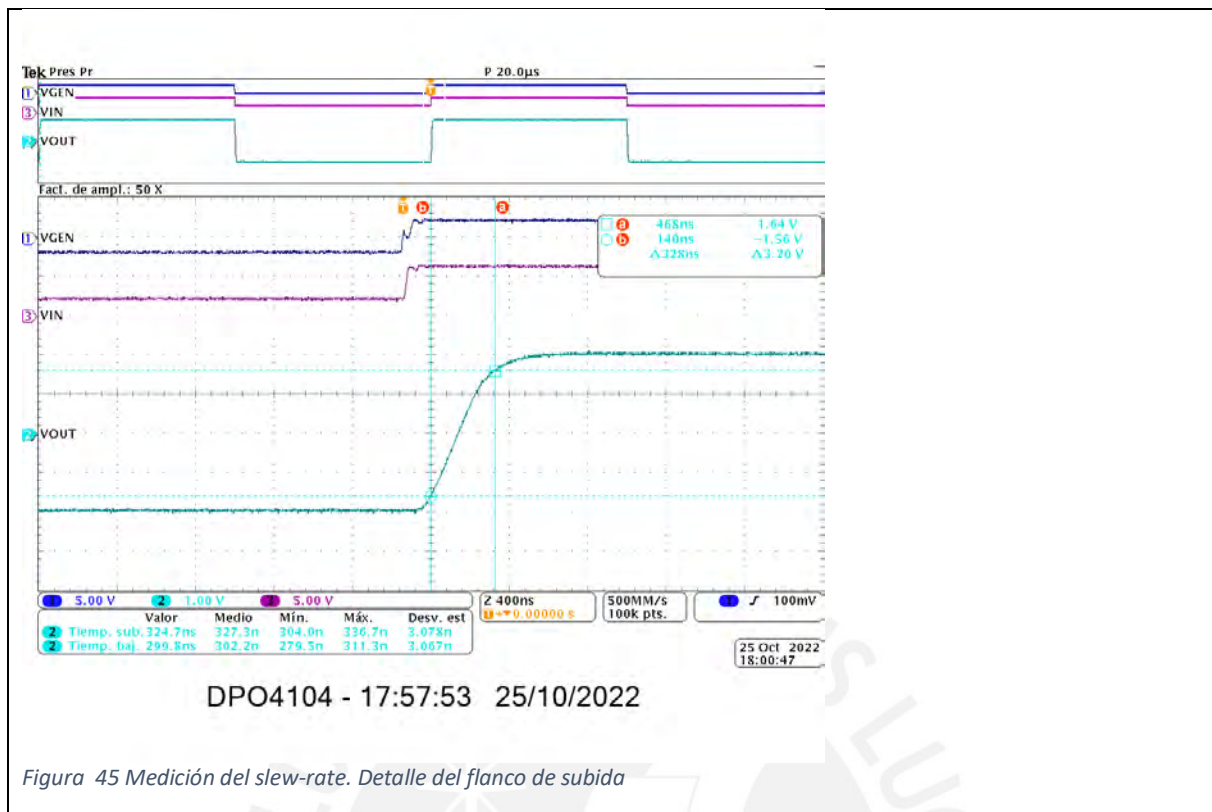


Figura 45 Medición del slew-rate. Detalle del flanco de subida

De los valores de los cursores (cuadro de parte superior derecha de la imagen) obtenemos:

- $0,8 \cdot |V_{of} - V_{oi}| = 0,8 \cdot 4,0 \text{ V} = 3,2 \text{ V}$
- $t_{10} = 140 \text{ ns}$ (cursor vertical b)
- $t_{90} = 468 \text{ ns}$ (cursor vertical a)
- Tiempo de subida es: $t_r = t_{90} - t_{10} = 328 \text{ ns}$ (el máximo indicado en la parte inferior es 336,7 ns)

Donde: V_{of} es la tensión de salida final, y V_{oi} la tensión de salida inicial.

Por lo tanto el *slew-rate* para excursión positiva es:

$$slew\ rate_{+} = \frac{0,8 \cdot |V_{of} - V_{oi}|}{t_r} = \frac{3,2 \text{ V}}{328 \text{ ns}} = 9,7 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$$

Y si consideramos el caso extremo, para el tiempo de subida máximo medido (t_{rmax}) sería:

$$slew\ rate_{+} = \frac{0,8 \cdot |V_{of} - V_{oi}|}{t_{rmax}} = \frac{3,2 \text{ V}}{336,7 \text{ ns}} = 9,5 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$$

La Figura 46 muestra el detalle del flanco de bajada de la forma de onda de salida.

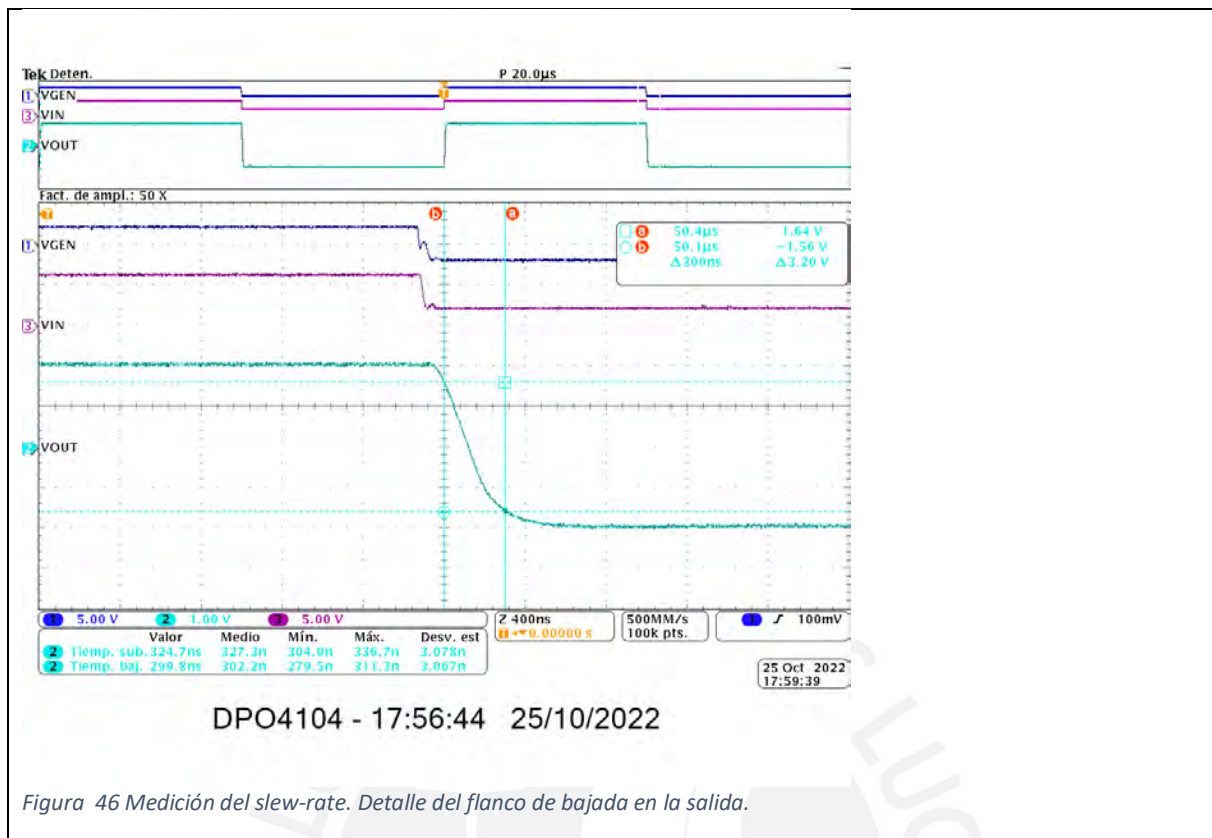


Figura 46 Medición del slew-rate. Detalle del flanco de bajada en la salida.

Los cursores b y a intersecan la onda en los puntos de excursión de 10% y 90% respectivamente. De los valores indicados por los cursores en la imagen (cuadro en la parte superior derecha) obtenemos los siguientes valores:

- $0,8 \cdot |V_{of} - V_{oi}| = 0,8 \cdot 4,0 \text{ V} = 3,2 \text{ V}$
- $t_{10} = 50,4 \mu\text{s}$ (cursor vertical a)
- $t_{90} = 50,1 \mu\text{s}$ (cursor vertical b)
- Tiempo de bajada $t_f = t_{90} - t_{10} = 300 \text{ ns}$ (la medida del osciloscopio, en la parte inferior de la pantalla indica que el valor medio es 302,2 ns y el máximo 311,3 ns)

Por lo tanto el *slew rate* para excursión negativa es:

$$slew\ rate_- = \frac{0,8 \cdot |V_{of} - V_{oi}|}{t_f} = \frac{3,2 \text{ V}}{300 \text{ ns}} = 10,6 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$$

Y si consideramos el peor caso de tiempo de bajada medido por el osciloscopio sería:

$$slew\ rate_- = \frac{0,8 \cdot |V_{of} - V_{oi}|}{t_{fmax}} = \frac{3,2 \text{ V}}{311,3 \text{ ns}} = 10,2 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$$

El slew-rate es el mínimo de los valores hallados tanto del flanco de subida como de bajada.

slew rate = $\text{Minimo}(\text{slew rate}+, \text{slew rate } -) = \text{Minimo}(9,5 \text{ V}/\mu\text{s}, 10,2 \text{ V}/\mu\text{s}) = 9,5 \text{ V}/\mu\text{s}$

Por lo tanto, el *slew rate* del acondicionador de señales es de $9,5 \text{ V}/\mu\text{s}$.

3.4 Relación señal a ruido

Para determinar la relación señal a ruido se hicieron dos mediciones:

- Medición de la densidad espectral de ruido del acondicionador (piso de ruido)
- Medición de la densidad espectral de salida del acondicionador con señal de ruido blanco a la entrada

3.4.1 Configuración

La Figura 47 muestra el esquema para determinar el piso de ruido del acondicionador. Se cortocircuita la entrada y se determina el autoespectro de la salida del acondicionador en el rango de frecuencias de interés.

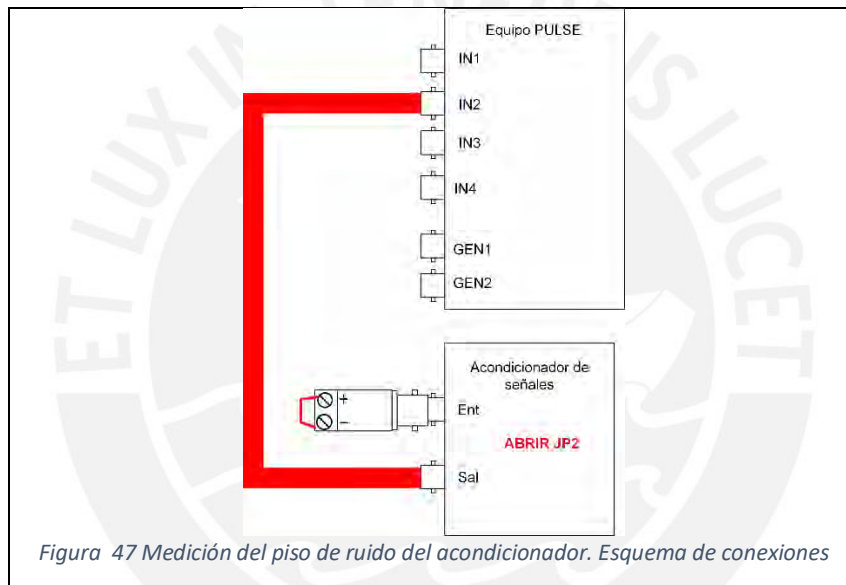


Figura 47 Medición del piso de ruido del acondicionador. Esquema de conexiones

La Figura 48 muestra las conexiones para inyectar una señal de ruido blanco en la entrada del acondicionador y medir el autoespectro en su salida.

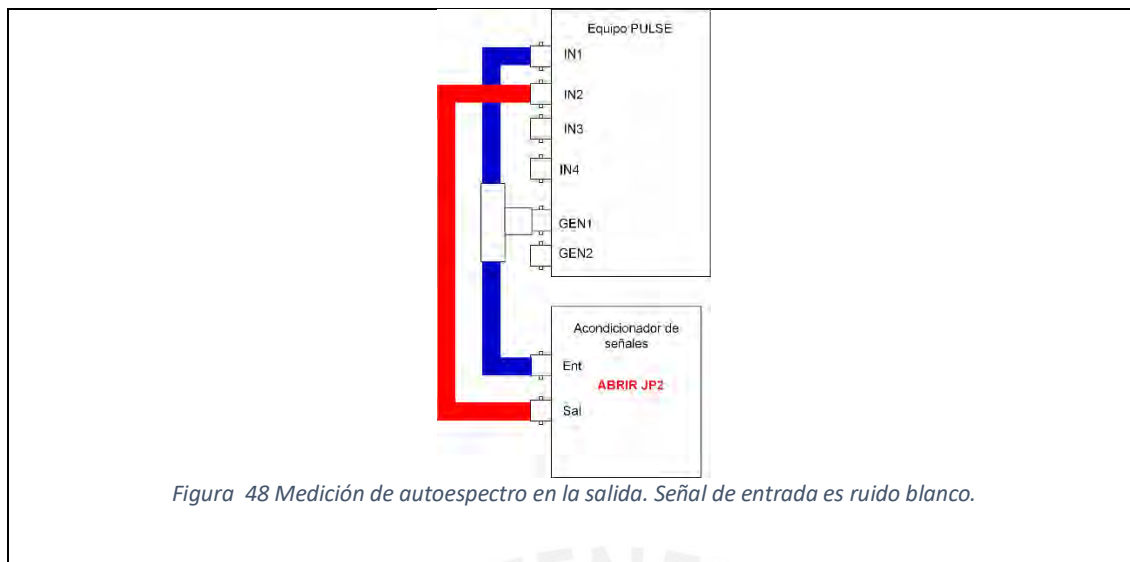


Figura 48 Medición de autoespectro en la salida. Señal de entrada es ruido blanco.

Para ambas mediciones se empleó el analizador PULSE™ System:

- Software: Pulse Labshop Fast Track versión 18.1.1.9
- Hardware : Input/Output Module LAN-XI 51.2kHz (Mic, CCLD, V) (slot 1)

Se configuró el analizador para medir el autoespectro para un ancho de banda de 20 kHz, y frecuencia central 10,2 kHz, de modo que el rango sea [200 Hz, 20,2 kHz] y se promediaron 2002 mediciones.

La configuración detallada del analizador se muestra en la Figura 49.

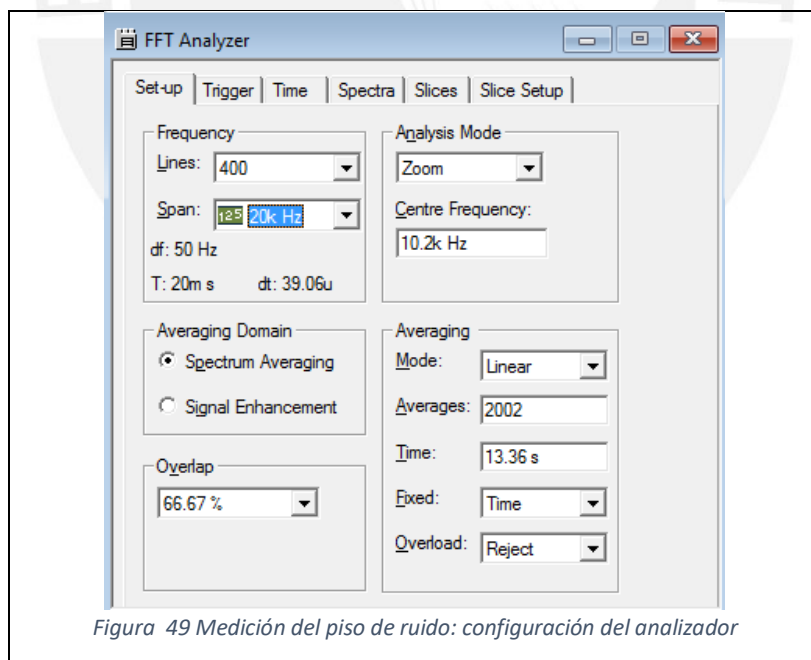


Figura 49 Medición del piso de ruido: configuración del analizador

Para la señal de ruido blanco se configuró el generador como se muestra en la Figura 50 .

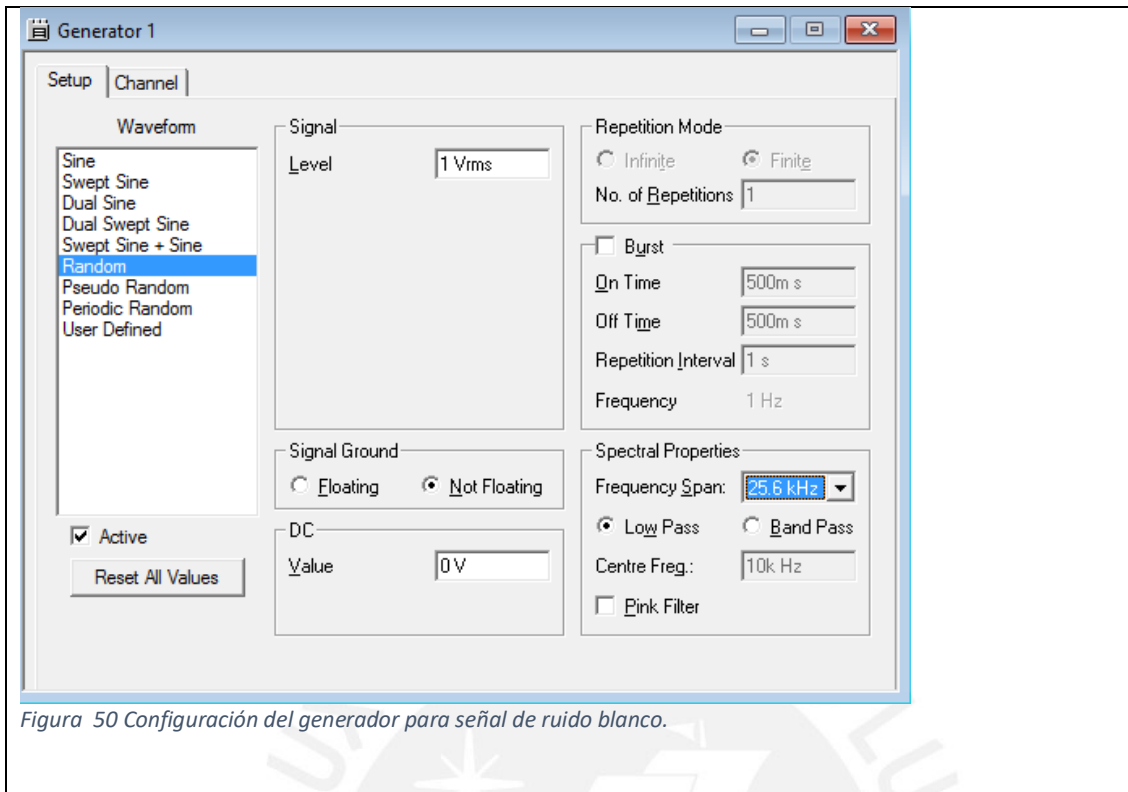


Figura 50 Configuración del generador para señal de ruido blanco.

3.4.2 Resultados

La Figura 51 muestra el piso de ruido del acondicionador y la Figura 52 el autoespectro en la salida cuando se aplica la señal de ruido blanco a la entrada.

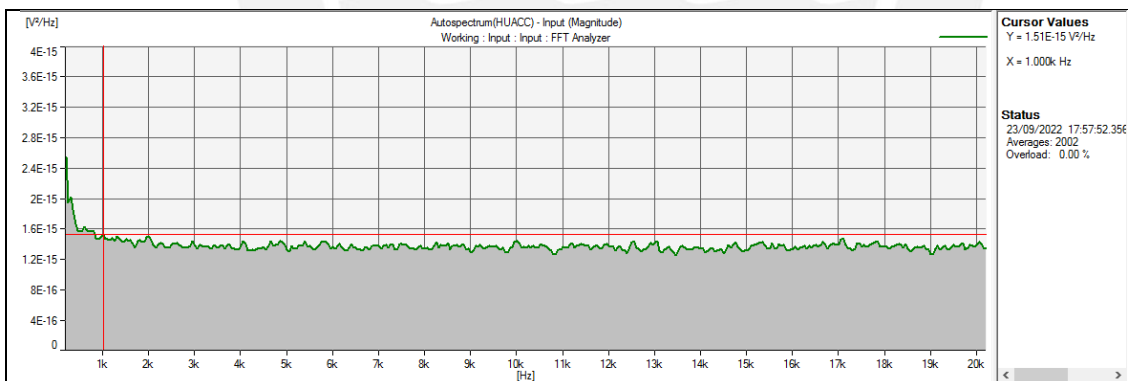
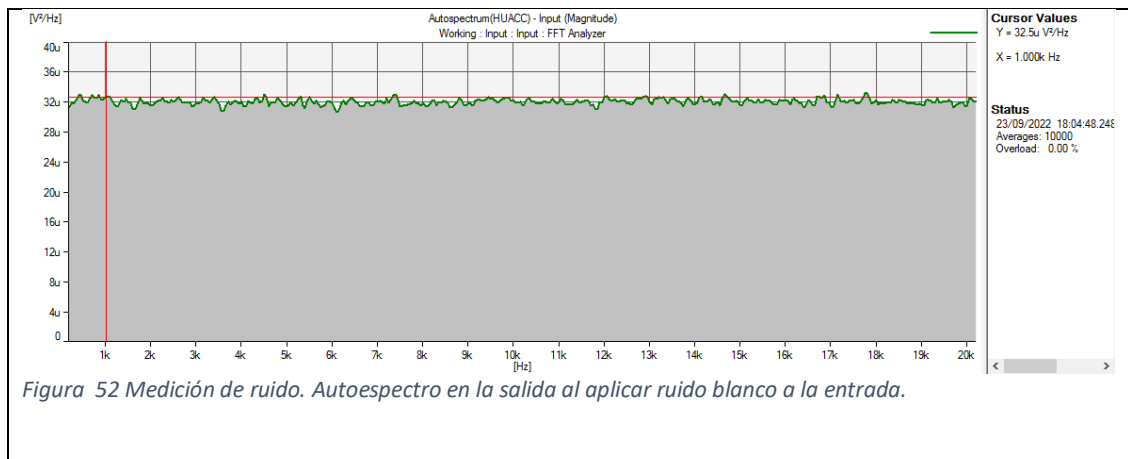
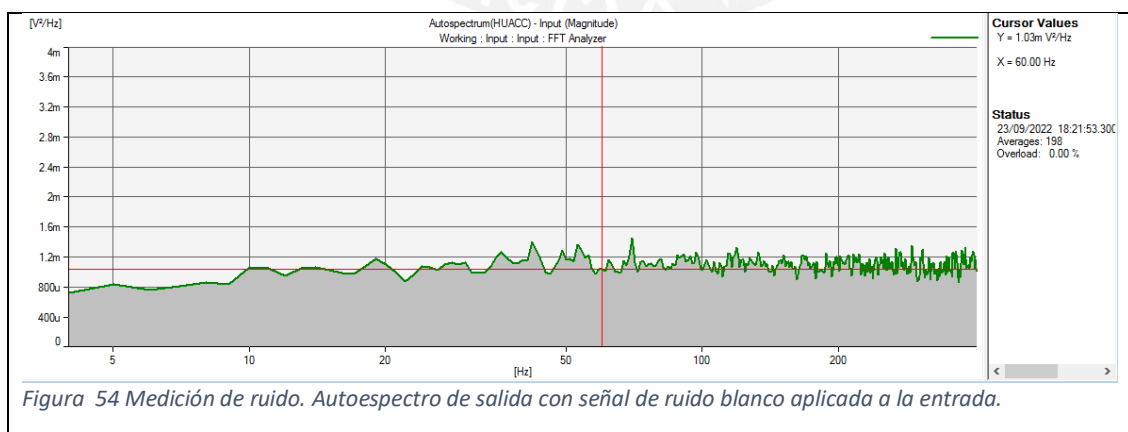
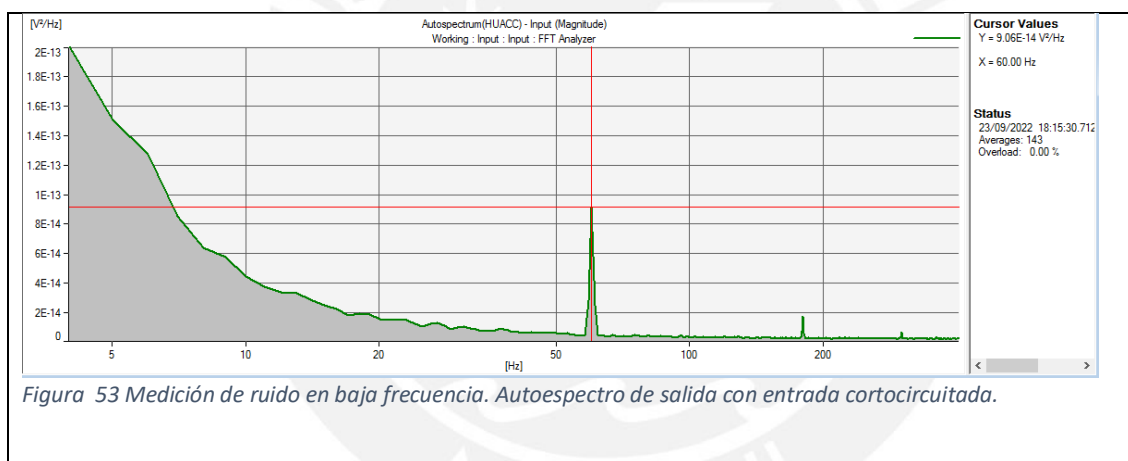


Figura 51 Medición de ruido. Autoespectro en la salida con entrada cortocircuitada. Éste es el piso de ruido del acondicionador. La densidad espectral de ruido en V^2/Hz



Se observa en la Figura 51 que el ruido se eleva a bajas frecuencias. Se hizo por ello una nueva medición, variando en la configuración inicial el ancho de banda (400 Hz) y la frecuencia central (204 Hz) para que el rango de frecuencias sea [4 Hz; 404 Hz]

En la Figura 53 se muestra el piso de ruido en ese rango de frecuencias y en la el autoespectro en la salida al inyectar ruido blanco en la entrada.



En base a estas mediciones podemos determinar varios resultados importantes.

El ruido por debajo de 50 Hz se incrementa al disminuir la frecuencia. Esto era predecible debido al ruido 1/f (ruido rosado o *flicker noise*) que tienen los amplificadores operacionales.

Hay un pico de ruido a 60 Hz, que es la frecuencia de la tensión de línea en el Perú, a pesar que el acondicionador funciona sólo con baterías, y el circuito digital de la interfaz de usuario con un banco de baterías de 5 V que no genera armónicos de 60 Hz.

Para frecuencias mayores a 1kHz, la densidad espectral de ruido es menor que $1,51 \times 10^{-15} \text{ V}^2/\text{Hz}$. Esto significa que la contribución a la tensión de ruido, en el rango [1 kHz; 20,2 kHz] por parte del acondicionador de señales es de $5,38 \mu\text{V}$ como se muestra en la siguiente ecuación:

$e_{n_{[1kHz;20,2kHz]}} = \sqrt{\left(1,51 \cdot 10^{-15} \frac{\text{V}^2}{\text{Hz}}\right) \cdot (20200 - 1000)\text{kHz}} = 5,38 \mu\text{V}$	(55)
---	------

De manera similar, para el rango de 4 Hz a 20 Hz, la densidad espectral de ruido es menor que $2 \times 10^{-13} \text{ V}^2/\text{Hz}$, de 20 Hz a 50 Hz y de 70 Hz a 1 kHz es menor de $2 \times 10^{-14} \text{ V}^2/\text{Hz}$ y de 50 Hz a 70 Hz menor de $9,06 \times 10^{-14} \text{ V}^2/\text{Hz}$. La contribución al ruido en todo el ancho de banda [4 Hz, 20,2 kHz] es entonces:

$e_{n_{[4Hz;1kHz]}} < \sqrt{2 \cdot 10^{-13}(20 - 4) + 2 \cdot 10^{-14}(50 - 20 + 1000 - 70)} = 4,73 \mu\text{V}$	(56)
---	------

El ruido total del sistema en el rango [4 Hz; 20,2 kHz] sería:

$e_{n_{[4Hz;20,2kHz]}} < \sqrt{(5,38 \mu\text{V})^2 + (4,73 \mu\text{V})^2} = 7,16 \mu\text{V}$	(57)
---	------

En el rango de [4 Hz; 10 kHz] sería:

$e_{n_{[4Hz;20,2kHz]}} < \sqrt{(4,73 \mu\text{V})^2 + 1,51 \cdot 10^{-15} \frac{\text{V}^2}{\text{Hz}} (9000 \text{ Hz})} = 6 \mu\text{V}$	(58)
--	------

En lo que respecta a la relación señal a ruido (SNR), en el rango [1 kHz; 20,2 kHz] la densidad espectral de ruido es menor de $1,51 \times 10^{-15} \text{ V}^2/\text{Hz}$ (ver Figura 51) y la densidad espectral con la señal de ruido blanco aplicada está en el rango [30×10^{-6} ; 34×10^{-6}] V^2/Hz (ver Figura 52), por lo tanto, el SNR para todas las frecuencias en ese rango es:

$\text{SNR} < 10 \cdot \log\left(\frac{30 \cdot 10^{-6}}{1,51 \cdot 10^{-15}}\right) = 103 \text{ dB} \quad 1 \text{ kHz} \leq f \leq 20,4 \text{ kHz}$	(59)
---	------

Para frecuencias en el rango [300 Hz; 1 kHz] la densidad espectral de ruido es menor de $2 \times 10^{-15} \text{ V}^2/\text{Hz}$ (ver Figura 51) y el SNR está dado por la ecuación:

$\text{SNR} < 10 \cdot \log\left(\frac{30 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 10^{-15}}\right) = 101 \text{ dB} \quad 300 \text{ Hz} \leq f < 1 \text{ kHz}$	(60)
---	------

En la Figura 53 puede observarse el pico de ruido a 60 Hz, con una densidad de ruido de $9,06 \times 10^{-14} \text{ V}^2/\text{Hz}$ y con la señal de ruido blanco aplicada a la entrada, una densidad de $1,03 \times 10^{-3} \text{ V}^2/\text{Hz}$ (Figura 54).

La relación señal a ruido a 60 Hz es:

$SNR_{60\text{ Hz}} = 10 \cdot \log \left(\frac{1,03 \cdot 10^{-3}}{9,06 \cdot 10^{-14}} \right) = 100\text{ dB}$	(61)
--	------

En base a la Figura 53 y la Figura 54, se presenta en la siguiente tabla el SNR a varias frecuencias.

frecuencia	densidad espectral de ruido (V ² /Hz)	densidad de la señal de entrada (V ² /Hz)	SNR
4 Hz	2x10 ⁻¹³	700 x 10 ⁻⁶	95,4 dB
5 Hz	1,5x10 ⁻¹³	800 x 10 ⁻⁶	97,2 dB
10 Hz	5x10 ⁻¹⁴	1,0 x 10 ⁻³	103,0 dB
20 Hz	2x10 ⁻¹⁴	1,0 x 10 ⁻³	107,0 dB
50 Hz	1x10 ⁻¹⁴	1,2 x 10 ⁻³	110,8 dB
60 Hz	9,06x10 ⁻¹⁴	1,03 x 10 ⁻³	100,6 dB
1 kHz	1,51x10 ⁻¹⁵	32 x 10 ⁻⁶	103,3 dB

En resumen:

- La relación señal a ruido es superior a los 100 dB para frecuencias mayores a 10 Hz y hasta 20,2 kHz .
- La relación señal a ruido es mayor a 95 dB para frecuencias desde 4Hz a 10 Hz

3.5 Contrastación con acelerómetro de referencia y excitador

Se realizó la prueba de contrastación con un acelerómetro IEPE, dando resultados positivos. No había prácticamente diferencias con las mediciones hechas por el analizador empleado para la contrastación, como se verá en los resultados.

3.5.1 Configuración

El equipo empleado fue el siguiente:

- Acelerómetro Brüel & Kjaer modelo DeltaTron Type 4553-B-002
- Actuador para calibración (calibration exciter) Brüel & Kjaer Type 4294
- Analizador Brüel & Kjaer Type 3160-B042

Las características del acelerómetro son las siguientes:

Parámetro	especificación
Transductor	Acelerómetro
Fabricante	Brüel & Kjaer
Tipo	DeltaTron
Modelo	Type 4533-B-002
N° de serie	30186
Sensibilidad	51,15 mV/m·s ⁻² (501,6 mV/g) Condición de prueba: aceleración de 20 m·s ⁻² @ 159,2 Hz (ω = 1000 rad/s) y 24,1°C y polarización de 4 mA
rango de frecuencias	Amplitud (±10%) : [0,3 Hz; 12,8 kHz] Fase (±5%): [2 Hz; 1,5 kHz]

Frecuencia de resonancia en montaje	mayor a 38 kHz
Sensibilidad transversal máxima	100 m·s ⁻² @ 30 Hz
Rango de medida (pico)	±140 ms ⁻²

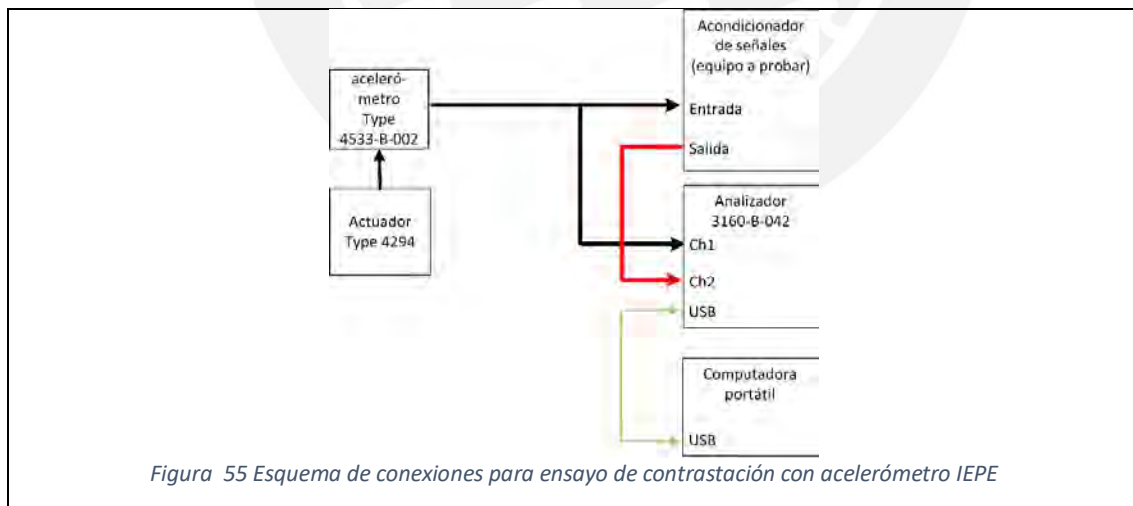
Las características del excitador son las siguientes:

Parámetro	Especificación
Tipo de equipo	Actuador para calibración en el campo (calibration exciter)
Fabricante	Brüel & Kjaer
Modelo	Type 4294
Frecuencia	159,2 Hz (1000 rad/s)
Carga máxima	70 gr
Aceleración eficaz (rms)	10 m·s ⁻²
Velocidad (rms)	10 mm/s
Desplazamiento (rms)	10 µm
Características adicionales	Desconexión automática luego de 103 s , o por descarga de batería o por sobrecarga del excitador

Las características del analizador son las siguientes:

Modelo	Type 3160-B-042
Fabricante	Brüel & Kjaer
Canales de entrada	4
Canales de salida de módulo generador	2
Ancho de banda	50 kHz

La Figura 55 muestra el esquema de conexiones para el ensayo.



Se configuró el acondicionador para ganancia 1 y filtro pasa altos desactivado, pues se quería obtener la mayor fidelidad en la medición.

La Figura 56 muestra el acondicionador de señales. A la izquierda, dentro de la lata circular está la tarjeta con el sistema analógico. La lata sirve como blindaje, para reducir las interferencias que podrían causar los elementos externos, y cuenta con dos conectores BNC que se ven en la parte inferior de la imagen. El del lado izquierdo es la entrada para conexión del transductor y el de la derecha la salida. A la derecha se ve una tarjeta de circuito impreso de baquelita con una pantalla LCD. , La tarjeta a la

derecha con la pantalla LCD es la interfaz de usuario. Se emplea un cable plano que llega a un conector del sistema analógico, el que cuenta con optoacopladores para reducir las interferencias.

La Figura 57 muestra el equipo de medición. A la izquierda está el actuador o excitador (*shaker*) que tiene acoplado en la parte superior el acelerómetro, cuya salida se conecta al analizador (centro) y éste a la computadora (derecha).

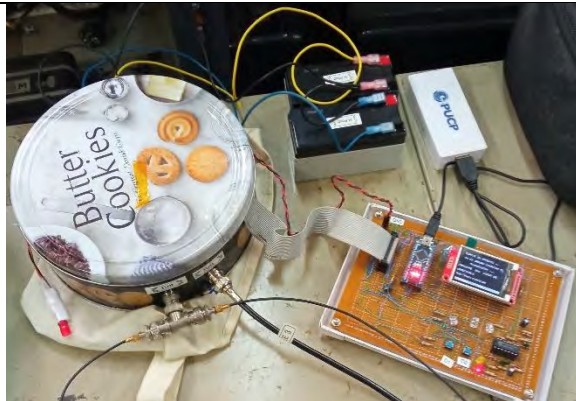


Figura 56 Acondicionador de señales (lata circular) e interfaz digital con pantalla LCD



Figura 57 Equipo de medición. Excitador con acelerómetro conectado, equipo Brüel & Kjær y software Pulse Labshop ejecutándose en computadora.

La Figura 58 muestra la hoja de calibración del acelerómetro empleado y la Figura 59 la placa de calibración del excitador. La Figura 60 muestra el detalle de conexión del actuador y el acelerómetro.



Figura 58 Hoja de calibración del acelerómetro empleado.



Figura 59 Placa de calibración del excitador Type 4294



Figura 60 Excitador. En la parte superior está acoplado el acelerómetro.

El actuador genera una vibración eficaz (rms) de $10 \text{ m}\cdot\text{s}^{-2}$ y el transductor tiene una sensibilidad de $51,5 \text{ mV/m}\cdot\text{s}^{-2}$, con lo cual, la amplitud pico de la señal generada es de $0,515 \text{ mV} * 1,4142 = 0,728 \text{ mV}$. El acondicionador podría por lo tanto medir la señal sin inconvenientes a ganancia 10.

3.5.2 Resultados

Se hicieron dos ensayos. La señal generada por el acelerómetro llega en paralelo a una entrada del analizador (en las gráficas la curva de color verde) y a la entrada del acondicionador de señales. La salida del acondicionador de señales llega a la otra entrada del analizador (en las gráficas, la curva de color rojo).

Se hizo la medición en el rango de $[0 \text{ Hz}; 500 \text{ Hz}]$, pues el calibrador está diseñado para generar una aceleración de $159,2 \text{ Hz}$, como se indica en su hoja de calibración (Figura 58). En la Figura 61 se muestra el resultado en escala lineal. Ambas señales, la salida del acondicionador y la del acelerómetro, están superpuestas. Donde sólo se ve la curva roja es porque coincide con la curva verde que está debajo. En el rango entre 40 Hz y 100 Hz no coinciden, y hay un pico a 260 Hz que no aparece en la salida del acondicionador.

La

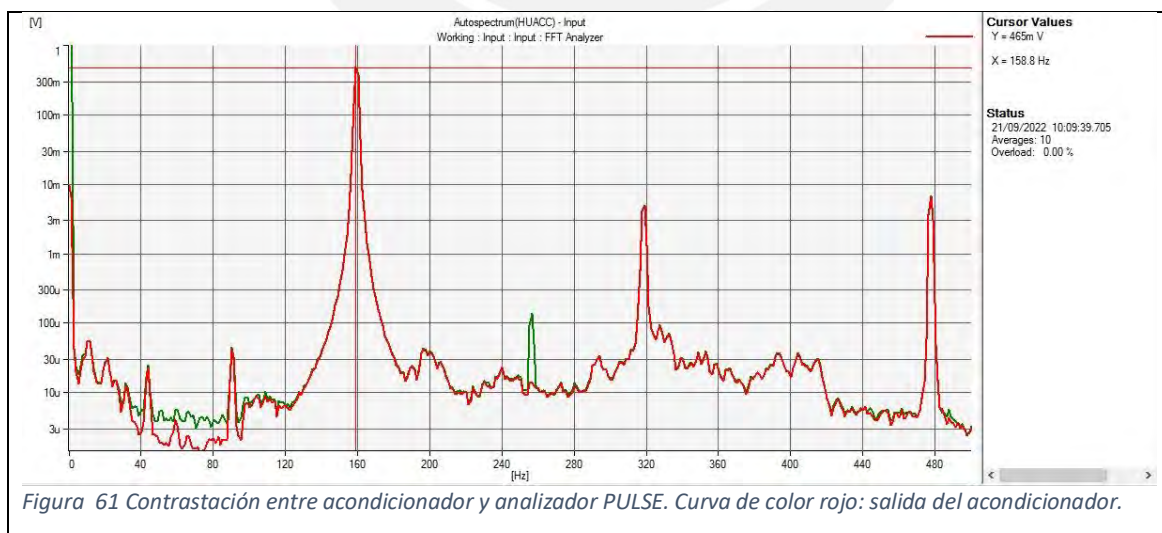
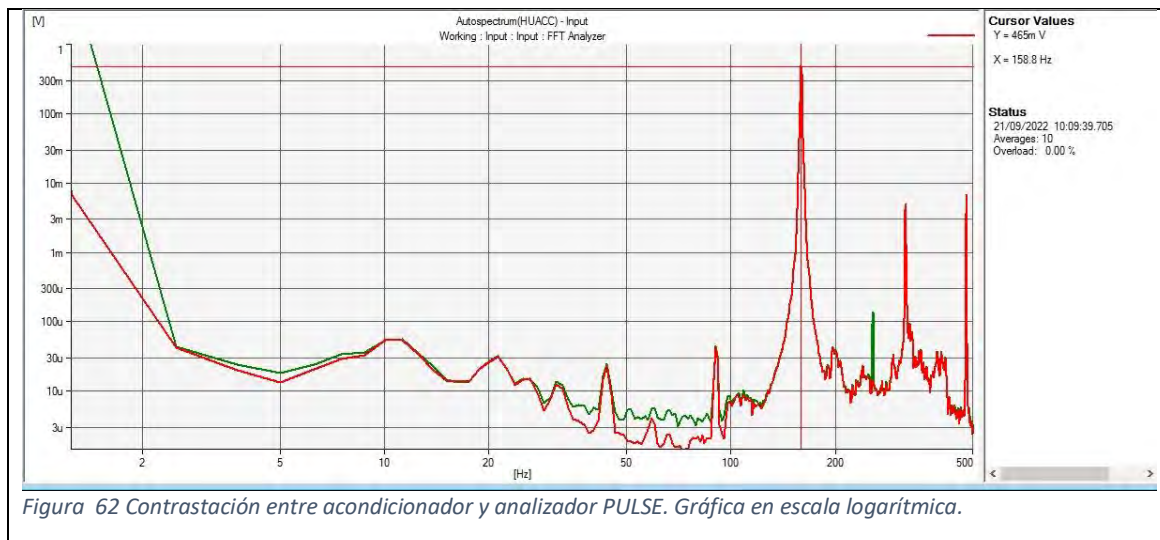


Figura 61 Contrastación entre acondicionador y analizador PULSE. Curva de color rojo: salida del acondicionador.

La Figura 62 muestra el mismo resultado pero en escala logarítmica.



3.6 Consumo de energía

Se midió el consumo de energía del sistema, en modo inactivo (sin señal de entrada), en modo activo.

Para las mediciones se emplearon los siguientes instrumentos:

- Multímetro Fluke 87V
- Generador de funciones Tektronix AFG2021
- Osciloscopio Tektronix DPO4004

La siguiente tabla muestra los resultados.

Condición	Corriente		
	fuelle +12 V	fuelle -12 V	fuelle(*) +27 V
Ganancia: 1	18,34 mA	10,5 mA	4 mA
Señal de entrada: sinusoidal 8,6 Vpp, 1 kHz			

El filtro activo siempre está energizado, sea que esté conectado o no en la ruta de la señal.

La corriente de alimentación del opamp disminuye ligeramente a la ganancia 10, pues la corriente por la resistencia de realimentación disminuye, por ello se muestra el valor con ganancia 1.

La fuente de +27 V sólo energiza a la fuente de corriente, y la corriente total es la configurada más 100 uA como máximo. Para una corriente de polarización de 4 mA, la corriente entregada por la fuente de +27 V es como máximo 4,1 mA.

3.7 Aplicaciones académicas y comerciales

El acondicionador de señales implementado cubre una necesidad para los especialistas en análisis de vibraciones que requieran del uso de una interfaz para la conexión de acelerómetros IEPE a instrumentos de medición que no cuentan con canales para este tipo de transductores, como por ejemplo osciloscopios, y cualquier otro tipo de instrumento con canales para señales de tensión eléctrica. También puede emplearse con micrófonos de instrumentación IEPE, con la limitación de tener un ancho de banda de 50 kHz con una desviación de fase de 5° (un acondicionador para micrófonos debería tener un ancho de banda mínimo de 100 kHz).

Para uso académico, sin embargo, el sistema es adecuado, permitiendo el uso de los transductores IEPE con instrumentos mucho más económicos que los analizadores de vibraciones comerciales.

El sistema implementado es un prototipo, y requiere de mejoras. Se plantean las mejoras, tanto para uso académico como para el uso comercial.

Para uso académico debe priorizarse la integridad del equipo y transductores ante posibles errores de uso. Para ello se podrían realizar las siguientes mejoras:

- Modificar la fuente de energía, reemplazar las baterías por una única batería recargable y uso de convertidores DC-DC económicos. Esto reducirá la relación señal a ruido en unos 10 dB a 20 dB, pero para aplicaciones en la enseñanza, no sería un inconveniente.
- Mantener como interfaz digital el sistema embebido (microcontrolador y pantalla LCD), incorporándola en una nueva tarjeta, reemplazando así la tarjeta Arduino Nano. El uso del sistema embebido permitirá guiar a los estudiantes en los pasos seguros para conexión y desconexión segura de los transductores.
- Incorporar elementos adicionales de seguridad en la entrada y salida del sistema, aunque ello implique degradar ligeramente la señal (por ejemplo, que la distorsión armónica total se incremente de 0,014% a 0,05% debido a ello).
- Mejorar el acabado del sistema.

Para el uso comercial, por parte de especialistas y personal técnico calificado, deben priorizarse las especificaciones. Las mejoras serían las siguientes:

- Reemplazar el sistema embebido empleado (microcontrolador, pantalla LCD, pulsadores) por interruptores o selectores.
- Retirar el sistema de aislamiento óptico, pues ya no sería necesario al retirar el sistema embebido.
- Reemplazar todos los dispositivos con encapsulado *through-hole* por otros con encapsulados de montaje superficial. De esta manera se reduciría tanto el costo final, como el tamaño del sistema.
- Modificar el amplificador de entrada para lograr un ancho de banda de 100 kHz
- Reemplazar la fuente de alimentación por una en base a una o dos baterías y convertidores DC-DC de bajo ruido.
- Mejorar el acabado del sistema sin reducir el blindaje.

Conclusiones

Luego de los ensayos realizados, se llegan a las siguientes conclusiones:

- Se lograron cumplir con los objetivos de la tesis. Se implementó un acondicionador de señales para transductores IEPE, en particular para acelerómetros, con ganancia seleccionable de 1 o 10, y un filtro pasa altos Butterworth seleccionable para ser conectado a la ruta de la señal o no.
- El acondicionador cuenta con una fuente de corriente regulada y ajustable de 2 mA a 10 mA .
- Se logró un ancho de banda con ganancia 1 superior a los 50 kHz, y con ganancia 10 de 50 kHz, medidos en ambos casos para variaciones de $\pm 0,5$ dB y desviación de fase menor de 5° .
- El acondicionador, sin el filtro activo pasa altos conectado, tiene una frecuencia de corte inferior (-3dB) de 0,055 Hz , teniendo a 1 Hz una desviación de fase de 3° .
- El acondicionador con ganancia 1 y filtro activo desactivado tiene una frecuencia de corte superior (-3 dB) superior a 50,1 kHz, límite de medida del instrumento de medición PULSE (50 kHz), con una desviación de fase a 50 kHz de -4° y a 20 kHz de -2° .
- Con el filtro activo Butterworth activado, la frecuencia de corte inferior (-3 dB) del acondicionador es 22,5 kHz y la respuesta es plana ($\pm 0,5$ dB) de 50 Hz a 50 kHz
- Con ganancia 10 y el filtro pasa altos desactivado, el ancho de banda del acondicionador es [1 Hz; 50 kHz] con una desviación de fase de $\pm 5^\circ$ y una variación de amplitud de $\pm 0,5$ dB
- La distorsión armónica (THD) del sistema es menor a 80 dB (0,01%) desde 10 Hz hasta los 20 kHz, excepto por un pico de 76,9 dB (0,014%) a 8,41 kHz .
- El acondicionador tiene una razón de cambio a la salida (*slew-rate*) de $9,5$ V/ μ s
- La relación señal a ruido (rango dinámico) es superior a los 100 dB para frecuencias mayores a 10 Hz y hasta 20,2 kHz para una señal de tensión eficaz 1 V .
- La relación señal a ruido (rango dinámico) es mayor a 95 dB para frecuencias desde 4Hz a 10 Hz, medido con una señal de tensión eficaz de 1 V .

Recomendaciones

- El blindaje de la ruta de la señal es importante para garantizar un mayor rango dinámico. A pesar que el sistema se energizó con baterías, hubo un pico de ruido a 60 Hz, que es la frecuencia de la tensión de línea en el Perú. Para llegar a una relación señal a ruido mayor de 110 dB habría que mejorar aún más el blindaje.
- El sistema empleó dos baterías recargables de 12 V y tres baterías recargables de 8,6 V . Una mejora al sistema sería contar con una única batería y convertidores DC-DC para generar las tensiones requeridas, y contar con los filtros y blindajes adecuados para reducir el ruido. El diseño de los convertidores no es obvio, y los convertidores DC-DC comerciales de bajo costo no son adecuados por su elevado ruido, como se mencionó en la sección 2.4.2.5.
- El sistema se diseñó e implementó considerando dispositivos con encapsulados *through-hole*, pues con ello se podían realizar pruebas iniciales en *protoboards*. Eso ya no es viable, pues, aunque hasta hace diez años eran populares y de fácil adquisición, ahora no lo son. Cualquier diseño para implementar acondicionadores de señales como el de este trabajo de tesis, debe considerar el empleo de dispositivos con encapsulado de montaje superficial, pues los principales fabricantes de dispositivos semiconductores analógicos, están dejando de fabricarlos con encapsulados *through-hole* o están a un precio mucho mayor.
- Así como el blindaje del sistema es importante, también lo son los cables empleados. Para todas las mediciones se emplearon cables coaxiales terminados a ambos extremos en conectores BNC RG-58. De este modo se logró tener una mejor medición, sin el efecto de interferencias capturadas por los propios cables.
- Reemplazando los opamp empleados por otros de mayor GBP (producto ganancia por ancho de banda) podría llegarse a un ancho de banda de 100 kHz y con ello tener una desviación de fase de 2° a 20 kHz, con lo cual el acondicionador serviría también para micrófonos IEPE empleados en instrumentación.

Referencias bibliográficas

- [1] INACAL, «Normas Técnicas Peruanas (NTP) - Diferencias entre NTP y Reglamento Técnico,» [En línea]. Available: <https://www.inacal.gob.pe/principal/categoria/normas-tecnicas-peruanas>. [Último acceso: 13 11 2022].
- [2] INACAL, *Vibraciones y choques mecánicos. Evaluación de la exposición humana a las vibraciones de cuerpo entero. Parte 1: Requisitos generales. 1ª Edición, NTP-ISO 2631-1:2011 (revisada el 2022), 2022.*
- [3] INACAL, *Vibraciones y choques mecánicos. Evaluación de la exposición humana a las vibraciones de cuerpo entero. Parte 2: Vibración en edificios (1 Hz a 80 Hz). 1ª Edición, 2022.*
- [4] INACAL, *Máquinas eléctricas rotativas. Parte 14: Vibraciones mecánicas de ciertas máquinas con altura de eje igual o superior a 56 mm . Medición, evaluación y límites de la intensidad vibratoria., 2021.*
- [5] INACAL, *Vibraciones y choques mecánicos. Vibración de estructuras fijas. Lineamientos para la medición de vibraciones y la evaluación de sus efectos sobre las estructuras. 1ª Edición, 2019.*
- [6] C. M. Harris, «Chapter 10 - Shock and Vibration Transducers,» de *Harris' Shock and Vibration Handbook, 6th edition, 2009*, McGraw Hill, 2009.
- [7] J. D. e. al., «The Design of a Sub-Hz Magnetic-Suspended Geophone,» *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 27, nº 6, pp. 5824-5834, Dec. 2022.
- [8] I. Dytran Instruments, «Series 7706A ELF Sensor,» [En línea]. Available: <https://www.dytran.com/Model-7706A-Extended-Low-Frequency-ELF-Accelerometer/>. [Último acceso: 20 11 2022].
- [9] J. W. (. C. N. U. Hynd, R. D. (. H. C. U. Sill y J. R. (. A. N. U. Higbee, «Bridge sensor with collocated electronics and two-wire interface». U.S.A. Patente US 8,179,121 B2, 15 05 2012.
- [10] Brüel & Kjaer, «2-Channel CCLD Signal Conditioner- Type 1704,» [En línea]. Available: <https://www.bksv.com/en/transducers/signal-conditioning/cclD/1704-a-002>. [Último acceso: 10 10 2022].
- [11] Dytran Instruments Inc., «Signal Conditioners,» 2023. [En línea]. Available: <https://www.dytran.com/Signal-Conditioners/>. [Último acceso: 11 04 2023].
- [12] Kistler, «IEPE Condiitioners,» Kistler Group, [En línea]. Available: <https://www.kistler.com/INT/en/c/iepe-conditioners/CG21-iepe-conditioners>. [Último acceso: 04 11 2023].
- [13] PCB Piezotronics, «Model 480E09,» [En línea]. Available: https://www.pcb.com/contentStore/docs/pcb_corporate/electronics/products/manuals/480e09.pdf. [Último acceso: 11 04 2023].

- [14] ENDEVCO - an Amphenol Company, «Endevco Model 4416C,» 2022. [En línea]. Available: <https://buy.endevco.com/ContentStore/mktg/Downloads/EDV-DS-4416C.pdf>. [Último acceso: 11 04 2023].
- [15] DJB - a CMTG company, «IEPE Signal Conditioning and Voltage Source Amplifiers,» [En línea]. Available: <https://www.djbinstruments.com/products/instrumentation/signal-conditioning>. [Último acceso: 11 04 2023].
- [16] IEEE, *IEEE Standard for A Smart Transducer Interface for Sensors and Actuators—Mixed-Mode Communication Protocols and Transducer Electronic Data Sheet (TEDS) Formats*, IEEE Std 1451.4™-2004, 2004.
- [17] Brüel & Kjær, «Product data: Miniature CCLD Accelerometer Types 4394 and 4397-A,» [En línea]. Available: <https://www.bksv.com/-/media/literature/Product-Data/bp2051.ashx>. [Último acceso: 9 1 2023].
- [18] Kistler Instruments, «K-Shear Type Accelerometers,» [En línea]. Available: https://kistler.cdn.celum.cloud/SAPCommerce_Download_original/000-239e.pdf. [Último acceso: 9 1 2022].
- [19] Endevco, «Miniature through hole IEPE accelerometer Model 7250A/7250AM1,» [En línea]. Available: https://buy.endevco.com/ContentStore/MktgContent/Endevco/Datasheet/EDV-DS-7520A_lowres.pdf. [Último acceso: 9 01 2023].
- [20] Texas Instruments, «LM317L 3-Terminal Adjustable Regulator datasheet (Rev. E),» octubre 2014. [En línea]. Available: <https://www.ti.com/lit/gpn/LM317L>. [Último acceso: 9 01 2023].
- [21] Y. Netzer, «The design of low-noise amplifiers,» *Proc. IEEE*, vol. 70, nº 8, pp. 728-742, June 1981.
- [22] W. M. Leach, «Fundamentals of low-noise analog circuit design,» *Proceedings of the IEEE*, vol. 82, nº 10, pp. 1515-1538, Oct. 1994.
- [23] Texas Instruments, «OPA145 Datasheet, product information and support,» marzo 2021. [En línea]. Available: <https://www.ti.com/product/OPA145>. [Último acceso: 28 marzo 2023].
- [24] International Electrotechnical Commission, *Sound System Equipment. Part 1: General*, IEC 60268-1:1985, 1985.
- [25] H. Kelley y G. Alonso, «LTC6244 High Speed Peak Detector,» [En línea]. Available: <https://www.analog.com/en/technical-articles/ltc6244-high-speed-peak-detector.html>. [Último acceso: 21 01 2023].
- [26] Fairchild Semiconductor, «AN-140: CMOS Schmitt Trigger—A Uniquely Versatile Design Component,» 1975. [En línea]. Available: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/AN-140.pdf>. [Último acceso: 21 01 2023].
- [27] Texas Instruments, «Noise analysis in operational amplifier circuits, Application Report SLVA043B,» 2007.