

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

Instrumentación de sensores de impedancia eléctrica con acoplamiento capacitivo

TESIS

Que para obtener el título de

Ingeniera Eléctrica Electrónica

P R E S E N T A

Vanessa Juárez Blancas

DIRECTOR DE TESIS

Dr. Roberto Giovanni Ramirez Chavarría



Ciudad Universitaria, Cd. Mx., 2026

PROTESTA UNIVERSITARIA DE INTEGRIDAD Y HONESTIDAD ACADÉMICA Y PROFESIONAL
(Titulación con trabajo escrito)

De conformidad con lo dispuesto en los artículos 87, fracción V, del Estatuto General, 68, primer párrafo, del Reglamento General de Estudios Universitarios y 26, fracción I, y 35 del Reglamento General de Exámenes, me comprometo en todo tiempo a honrar a la institución y a cumplir con los principios establecidos en el Código de Ética de la Universidad Nacional Autónoma de México, especialmente con los de integridad y honestidad académica.

De acuerdo con lo anterior, manifiesto que el trabajo escrito titulado INSTRUMENTACION DE SENSORES DE IMPEDANCIA ELECTRICA CON ACOPLAMIENTO CAPACITIVO que presenté para obtener el titulo de INGENIERA ELÉCTRICO ELECTRÓNICO es original, de mi autoría y lo realicé con el rigor metodológico exigido por mi Entidad Académica, citando las fuentes de ideas, textos, imágenes, gráficos u otro tipo de obras empleadas para su desarrollo.

En consecuencia, acepto que la falta de cumplimiento de las disposiciones reglamentarias y normativas de la Universidad, en particular las ya referidas en el Código de Ética, llevará a la nulidad de los actos de carácter académico administrativo del proceso de titulación.

VANESSA JUAREZ BLANCAS
Número de cuenta: 315110386

Dedicatoria

A Dios, por la oportunidad y fortaleza.

A mis padres, Alma Rosa y Felipe, por amarme tanto, por su apoyo, por siempre creer en lo que podía hacer e impulsarme a hacerlo, por cuidar de mí en este camino y por todo el esfuerzo que hicieron para que llegara hasta aquí.

A mi inspiración y orgullo, mi hermana Sarai, por estar conmigo siempre y por sus incontables muestras de amor.

A mis amigos, por acompañarme, animarme y apoyarme.

Agradecimientos

A la Universidad Nacional Autónoma de México y a la Facultad de Ingeniería por acogerme y por brindarme mucho más que la formación académica.

A mi asesor, el doctor Roberto Giovanni Ramírez Chavarría, por lo mucho que aprendí de él, por su increíble paciencia y por siempre estar para ayudarme.

A los sinodales por sus valiosas aportaciones y su dedicación en la revisión del trabajo.

Al ingeniero José Santiago Pérez Rizada, por su apoyo y enseñanza.

Al ingeniero Genaro García y a la ingeniera Yazmín López, por contagiarme su pasión por la ciencia e ingeniería y ayudarme a encontrar mi vocación.

Esta tesis fue realizada gracias al apoyo del proyecto: "Graphene-based Bioimpedance Sensor for Blood Monitoring", derivado del Convenio UNAM-UILLINOIS 2025.

Resumen

La medición de impedancia eléctrica se puede realizar en diversos medios, pero resulta de especial interés cuando el medio es un tejido biológico, ya que permite brindar información sobre el estado nutricional y de salud. A la impedancia eléctrica de tejidos biológicos se le denomina bioimpedancia.

Después de una exhaustiva investigación, fue posible observar que la instrumentación que predomina para realizar mediciones de bioimpedancia consiste en circuitos electrónicos y cables acoplados a electrodos de contacto. Sin embargo, esta instrumentación presenta problemas de exactitud y precisión en las mediciones por factores relacionados con los electrodos. Además de ello, es importante destacar que los electrodos pueden representar un riesgo al no tener aislamiento.

Para realizar las mediciones sin contacto existe el acoplamiento capacitivo, presente en algunos sensores de impedancia eléctrica. Este tipo de sensores y su instrumentación son la base de este trabajo de investigación.

Se presenta el desarrollo de la instrumentación necesaria para dicho tipo de sensores con el fin de realizar mediciones en múltiples frecuencias.

El sistema de instrumentación consta de 5 etapas: Señal de entrada, acondicionamiento, conversión analógica a digital, procesamiento y presentación. En la primera etapa, un generador de señales AD9833 proporciona una señal senoidal. La etapa de acondicionamiento consta de un filtro activo pasa altas de primer orden en configuración Retroalimentación Múltiple, un amplificador de transimpedancia y un rectificador-demodulador de precisión. La conversión analógica a digital se realizó empleando el convertidor ADS1115. En la etapa de procesamiento, se realizan operaciones aritméticas con los datos en entornos de desarrollo como Arduino IDE y MATLAB. Finalmente, la etapa de presentación muestra una interfaz

desarrollada con MATLAB App Designer.

Se llevó a cabo la caracterización del sistema por medio de la curva de calibración, sensibilidad y repetibilidad y la caracterización del sensor por medio de la técnica de Espectroscopia de Impedancia Eléctrica.

La caracterización del sistema mostró que éste permite realizar mediciones con una sensibilidad de 0.8922 y una repetibilidad determinada por una desviación estándar de 2583.28$\mathbf{\Omega}$ y un coeficiente de variación de 0.421 %.

Por su parte, la caracterización del sensor permitió observar una similitud entre las formas de las curvas de frecuencia contra impedancia generadas con el sistema y con el equipo de referencia ZM2376 LCR Meter.

Una vez obtenidos los resultados y finalizadas las pruebas, el sistema de instrumentación se integró en un dispositivo portátil.

La aportación más importante es que se ha demostrado que este sistema de instrumentación puede ser utilizado para medir bioimpedancia. Sin embargo, hay mejoras que se pueden hacer como aumentar el rango de frecuencia en el que se realizan las mediciones.

Así, el conjunto de lo descrito en esta tesis constituye un marco de referencia para la búsqueda de alternativas a los electrodos de contacto utilizados en mediciones de impedancia corporal.

Abstract

Electrical impedance measurements can be performed in various media; however, they are of particular interest when the medium is biological tissue, as they can provide information about nutritional and health status. The electrical impedance of biological tissues is referred to as bioimpedance.

After an extensive review of the literature, it was found that the instrumentation predominantly used to perform bioimpedance measurements consists of electronic circuits and cables coupled to contact electrodes. However, this instrumentation presents accuracy and precision issues due to factors associated with the electrodes. In addition, it is important to note that electrodes may pose a risk because they do not provide electrical isolation.

Capacitive coupling enables contactless measurements and is present in some electrical impedance sensors. This type of sensor and its associated instrumentation form the basis of this research work.

This work presents the development of the instrumentation required for this type of sensor to perform measurements at multiple frequencies.

The instrumentation system consists of five stages: input signal, signal conditioning, analog-to-digital conversion, processing, and data presentation. In the first stage, an AD9833 signal generator provides a sinusoidal signal. The signal conditioning stage consists of a first-order active high-pass filter in a Multiple Feedback configuration, a transimpedance amplifier, and a precision rectifier-demodulator. Analog-to-digital conversion was performed using an ADS1115 converter. In the processing stage, arithmetic operations are performed on the data using development environments such as Arduino IDE and MATLAB. Finally, the presentation stage displays an interface developed using MATLAB App Designer.

The system was characterized using a calibration curve, sensitivity, and repeatability, while

the sensor was characterized using Electrical Impedance Spectroscopy.

The system characterization showed that it enables measurements with a sensitivity of 0.8922 and a repeatability determined by a standard deviation of 2583.28Ω and a coefficient of variation of 0.421

In turn, the sensor characterization revealed a similarity between the shapes of the frequency-versus-impedance curves generated using the developed system and those obtained with the reference ZM2376 LCR Meter.

Once the results had been obtained and the tests completed, the instrumentation system was integrated into a portable device.

The most important contribution of this work is the demonstration that this instrumentation system can be used to measure bioimpedance. However, improvements can still be made, such as increasing the frequency range over which measurements are performed.

Thus, the work presented in this thesis provides a reference framework for the search for alternatives to the contact electrodes used in body impedance measurements.

Contenido

Índice de figuras x

Índice de tablas xiii

1. Introducción 1

1.1. Antecedentes y motivación 1

1.2. Planteamiento del problema 5

1.3. Objetivo 6

1.3.1. Objetivos especificos 6

1.4. Estructura de la tesis 6

2. Marco teórico 7

2.1. Notación 7

2.2. Impedancia eléctrica 8

2.2.1. Espectroscopia de impedancia eléctrica 8

2.3. Bioimpedancia 9

2.3.1. Análisis de bioimpedancia (BIA) 9

2.3.2. Bioimpedancia y parámetros asociados 12

2.3.3. Fuentes de error en la medición de bioimpedancia 13

2.4. Sistema de instrumentación electrónica 15

2.4.1. Componentes de un sistema de instrumentación electrónica 15

2.5. Sensores de impedancia eléctrica con acoplamiento capacitivo 25

3. Diseño del sistema de instrumentación electrónica **27**

3.1. Señal de entrada 28

3.2. Filtro 28

3.2.1. Filtro activo pasa altas de primer orden en configuración Sallen-Key . 29

3.2.2. Filtro activo pasa altas de primer orden en configuración Retroalimentación Múltiple 31

3.3. Amplificador de transimpedancia 33

3.3.1. Sensor FSR492 Short 35

3.4. Demodulador 36

3.5. Conversión analógico-digital 37

3.6. Procesamiento digital 37

3.7. Presentación 38

4. Pruebas y resultados **39**

4.1. Resultados 39

4.1.1. Señal de entrada 39

4.1.2. Filtro activo pasa altas de primer orden en configuración Sallen-Key . 40

4.1.3. Filtro activo pasa altas de primer orden en configuración Retroalimentación-Múltiple 42

4.1.4. Amplificador de transimpedancia 43

4.1.5. Demodulador 46

4.1.6. Conversión analógica a digital y procesamiento digital 47

4.1.7. Presentación 48

4.2. Caracterización 51

4.2.1. Caracterización del sistema de instrumentación 51

4.2.2. Caracterización del sensor 53

4.3. Dispositivo portátil 55

5. Conclusiones y trabajo a futuro **57**

Referencias Bibliográficas **59**

Índice de Figuras

1.1. Samsung Galaxy Watch 4. 2

1.2. Tanita MC-780MA. 3

1.3. Diseño del sensor CCEIT. 4

1.4. Configuración de la conexión en los pies para la medición de bioimpedancia. 4

2.1. Representación gráfica del vector de impedancia Z e interpretación del estado de hidratación y masa celular. 12

2.2. Diagrama de bloques de un sistema de instrumentación electrónica. 15

2.3. Curvas de los tipos de filtros. 18

2.4. Curvas de comparación de los tres tipos de aproximaciones de un filtro. . . . 20

2.5. Curva de respuesta en frecuencia para tres filtros pasobajas Butterworth. . . 21

2.6. Amplificador de transimpedancia. 22

2.7. Rectificador-demodulador de onda completa de precisión. 23

2.8. Esquema de un CPC intercalado entre dos electrodos metálicos para formar una FSR. 25

3.1. Diagrama de bloques del sistema de instrumentación. 27

3.2. Filtro pasa altas de primer orden Sallen-Key. 29

3.3. Filtro pasa altas de primer orden Sallen-Key con los valores obtenidos. . . . 30

3.4. Filtro pasa altas de primer orden Retroalimentación múltiple. 31

3.5. Filtro pasa altas de primer orden Retroalimentación múltiple con los valores obtenidos. 32

3.6. Amplificador de transimpedancia diseñado. 33

3.7. Circuito RC en paralelo. 34

3.8. Circuito RC conectado al amplificador de transimpedancia. 35

3.9. Sensor FSR402 Short. 35

3.10. Apilamiento de capas del sensor FSR402 Short. 36

3.11. Rectificador-demodulador de onda completa de precisión con los valores correspondientes. 37

4.1. Señal base del generador de señales. 39

4.2. Simulación del filtro Sallen-Key. 40

4.3. Señal con error en la ganancia del filtro. 41

4.4. Señal filtrada por el filtro pasa altas de primer orden Sallen-Key. 41

4.5. Simulación del filtro de Retroalimentación Múltiple. 42

4.6. Señal filtrada con el filtro pasa altas de primer orden Retroalimentación Múltiple. 43

4.7. Señal del amplificador de transimpedancia con el circuito RC. 43

4.8. Señal del sensor con una resistencia de 330KΩ. 44

4.9. Señal del sensor con una resistencia de 3.3 MΩ. 44

4.10. Señal de voltaje en V_{in}. 45

4.11. Señal de voltaje en V_{out}. 45

4.12. Curva de comportamiento del demodulador. 46

4.13. Despliegue de valores en el monitor serial de Arduino IDE. 47

4.14. Ejemplo de un valor de impedancia mostrado. 47

4.15. Interfaz gráfica en MATLAB App Designer. 48

4.16. Frecuencia de 1 kHz ingresada por el usuario. 49

4.17. Señal del generador con frecuencia de 1 kHz. 49

4.18. Frecuencia de 5 kHz ingresada por el usuario. 49

4.19. Señal del generador con frecuencia de 5 kHz. 50

4.20. Frecuencia de 12 kHz ingresada por el usuario. 50

4.21. Señal del generador con frecuencia de 12 kHz. 50

4.22. Curva de calibración del sist6de instrumentación desarrollado. 51

4.23. Gráfica de sensibilidad. 52

4.24. Gráfica de la respuesta del voltaje ante variaciones de fuerza. 52

4.25. Gráfica de valores normalizados obtenidos con la técnica de Espectroscopia de Impedancia Eléctrica realizada con el circuito RC en el sistema desarrollado. 54

4.26. Gráfica de valores normalizados obtenidos con la técnica de Espectroscopia de Impedancia Eléctrica realizada con el sensor en el sistema desarrollado. . . . 54

4.27. Gráfica de valores normalizados obtenidos con la técnica de Espectroscopia de Impedancia Eléctrica realizada con el equipo ZM2376 LCR meter. 55

4.28. Prototipo del dispositivo. 55

4.29. Dispositivo final. 56

Índice de Tablas

2.1. Comparación de las características generales entre filtros Sallen-Key y filtros de retroalimentación múltiple. 19

3.1. Especificaciones del FSR402 Short. 36

Capítulo 1

Introducción

En este capítulo se revisan los antecedentes y se expone la motivación para el desarrollo de la instrumentación de un sensor de impedancia eléctrica con acoplamiento capacitivo. Asimismo, se plantea el problema que se pretende abordar y se describen los objetivos de este trabajo. Finalmente, se muestra la estructura de la tesis.

1.1. Antecedentes y motivación

La impedancia eléctrica de un medio ayuda a predecir el comportamiento de las corrientes eléctricas en dicho medio [1].

Cuando la impedancia corresponde a un medio biológico, se denomina bioimpedancia. Su medición constituye una herramienta valiosa para el monitoreo del estado nutricional y de salud en búsqueda de detectar anomalías y recabar información para conocer la evolución de padecimientos y tratamientos aplicados.

La medida de impedancia eléctrica en los tejidos biológicos se remonta a finales del siglo XVIII, con la observación de los movimientos musculares de las ranas debidos a la electricidad por parte de Luigi Galvani [1, 2].

Al principio, las mediciones de impedancia se centraron en parámetros cardiovasculares, pero actualmente se están aplicando técnicas a todo el cuerpo [1]. En este contexto, las mediciones de impedancia pueden ser clasificadas en dos tipos. El primero es el estudio de

los cambios de impedancia asociados con el sistema circulatorio y la respiración para dar información cualitativa y cuantitativa de los cambios de volumen en pulmones, corazón, arterias periféricas y venas. El segundo implica la determinación de características de los tejidos corporales tales como: hidratación, edema, volumen de fluidos corporales, volumen intra y extracelular, porcentaje de grasa y, en general, el estado de los tejidos y las células que los constituyen [2]. Para realizar estas mediciones, se emplean frecuencias en el intervalo de kHz a decenas de MHz [3].

La instrumentación utilizada en las mediciones es relativamente barata y simple [2, 3]. Comprende circuitos electrónicos y cables acoplados a electrodos [4]. Los tipos de electrodos utilizados son: 1) Plata-Cloruto de plata (Ag–AgCl); 2) electrodos de contacto o secos; y 3) electrodos capacitivos [5].

Los dispositivos que incorporan dicha instrumentación, se ha vuelto cada vez más sofisticados y se ha diversificado en aspectos como la frecuencia de medición, la configuración de los electrodos y la portabilidad [6]. En general, están orientados a ofrecer una opción práctica a diferencia de otras técnicas más inaccesibles como la tomografía computarizada (TC), la resonancia magnética (RM) o la absorciometría de rayos X de doble energía (DXA) [6].

Entre los dispositivos comerciales es posible encontrar el Samsung Galaxy Watch 4 y Samsung Galaxy Watch 4 Classic que miden la impedancia de la parte superior del cuerpo y trabajan a una frecuencia única de 50 kHz. Utilizan 4 electrodos: 2 de nitruro de carbono, silicio y cromo en la parte posterior del reloj que entran en contacto con la muñeca y 2 de acero inoxidable en el lado derecho para el contacto con los dedos derechos [7].

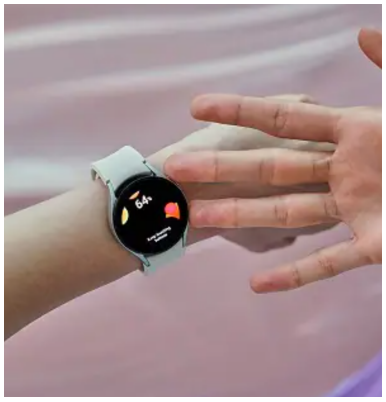


Figura 1.1: Samsung Galaxy Watch 4. Fuente:[8].

Por otra parte, está el Tanita MC780 que mide la impedancia de cuerpo entero y es mul-

tifrecuencia (5, 50 y 250 kHz). Cuenta con 4 electrodos de mano a mano y 4 de pie a pie, todos fabricados con acero inoxidable [9, 10].



.

Figura 1.2: Tanita MC-780MA. Fuente:[11].

Existen muchos otros dispositivos de este tipo en los que predomina el uso de electrodos de contacto. Sin embargo, una alternativa que ha sido menos estudiada son los sensores de impedancia eléctrica con acoplamiento capacitivo.

El acoplamiento capacitivo es el fenómeno por el cual el campo eléctrico producido por un conductor energizado influye en otro conductor [12] y sirve para realizar mediciones sin contacto [13].

Un ejemplo reciente es el sensor de tomografía de impedancia eléctrica acoplada capacitivamente (CCEIT) desarrollado en [13] para monitorización de accidentes cerebrovasculares cerebrales.

Se caracteriza por una configuración distintiva de cuatro capas, que incluye una capa de electrodos de enfoque (4 electrodos grandes) para dirigir la señal a mayor profundidad en la región de interés, una capa de electrodos de detección (24 electrodos pequeños) para capturar la señal de impedancia intracraneal direccional y dos capas aislantes (ver Figura 1.3) [13].

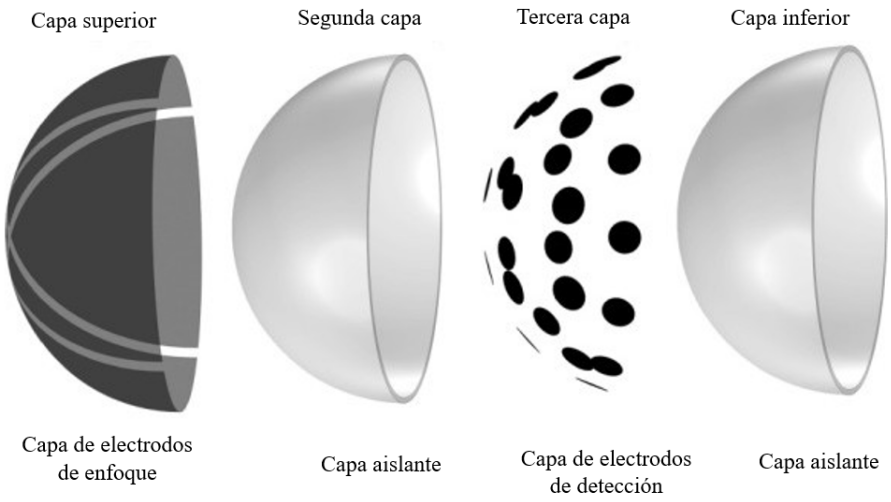


Figura 1.3: Diseño del sensor CCEIT. Adaptado de [13].

Entre la capa de electrodos de detección, el aislante inferior y la cabeza, se forma un acoplamiento capacitivo. Este principio no sólo se emplea para realizar mediciones sin contacto, sino también para un enfoque de detección focalizada para reducir los efectos adversos del cuero cabelludo y el cráneo en la medición de impedancia [13].

Otro ejemplo de este tipo de sensores son los FSRs, usados en [5] como electrodos capacitivos para biompedancia. Su objetivo es reducir el riesgo de úlceras de pie diabético. La configuración de los FSRs se muestra en la Figura 1.4.

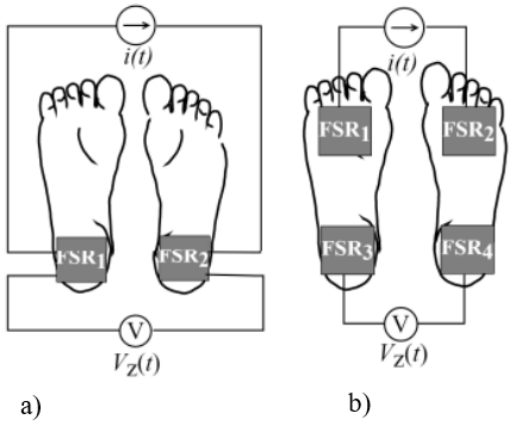


Figura 1.4: Configuración de la conexión en los pies para la medición de bioimpedancia: a) dos y b) cuatro FSR plantares. Adaptado de[5].

El uso de los sensores de impedancia eléctrica con acoplamiento capacitivo para este tipo de aplicaciones está en vías de desarrollo, principalmente por lo que representa migrar hacia este tipo de tecnología y dejar de lado los electrodos de contacto que se han usado por años.

Aún existen interesantes retos respecto a la medición de bioimpedancia, como lo referente al diseño de instrumentos específicos para los rangos de impedancias y frecuencias a evaluar, el escalamiento de los sistemas de medición, y características de alta resolución, sensibilidad y relación señal a ruido [3].

1.2. Planteamiento del problema

A lo largo del tiempo, los dispositivos destinados a medir la bioimpedancia han utilizado ampliamente una frecuencia única de 50 kHz.[14]. No obstante, presentan la limitación de que no pueden penetrar la membrana celular para distinguir el agua extracelular del agua intracelular [15].

En los dispositivos existentes, aunque la corriente que se introduce al sistema es controlada, se debe tener especial cuidado de que su valor no sobrepase, bajo ninguna circunstancia, el rango que soporta el cuerpo humano, ya que no hay ningún tipo de aislante o protección en los electrodos de contacto que se emplean.

Estos electrodos afectan la exactitud y precisión de las mediciones. Factores como el tamaño del electrodo, el tipo de electrodo, el posicionamiento del electrodo, la impedancia de contacto y el voltaje de polarización tienen un impacto en la estabilidad de la medición [16]. Por ejemplo, cuando son de Ag/AgCl ofrecen baja impedancia de contacto, pero es difícil integrarlos en dispositivos portátiles [17]. Incluso los fabricantes especifican las posibles afectaciones por suciedad o las reacciones alérgicas que se pueden tener por el material.

El uso de electrodos de contacto implica requisitos innecesarios para realizar una medición de bioimpedancia, como la limpieza de la piel antes de su colocación, lo cual puede resultar tedioso y complicado para el usuario. A esto se suman los requerimientos propios de la naturaleza de la bioimpedancia que deben considerarse para evitar afectar la precisión de las mediciones, tales como: la posición corporal, la hidratación, el reciente consumo de comidas y/o bebidas, la temperatura ambiente y de la piel, la actividad física reciente y el estado de llenado de la vejiga urinaria [18].

El reemplazo de los electrodos de contacto por un sensor de impedancia con acoplamiento capacitivo permitiría disponer de una alternativa más práctica, además de facilitar la exploración de aspectos como la frecuencia de trabajo.

1.3. Objetivo

Desarrollar la instrumentación necesaria para un sensor de impedancia eléctrica con acoplamiento capacitivo de manera que permita realizar mediciones en distintas frecuencias.

1.3.1. Objetivos especificos

- Obtener la impedancia del cuerpo humano usando una corriente imperceptible
- Ofrecer una alternativa que, a diferencia de los electrodos convencionales, evite entrar en contacto directo con el cuerpo humano
- Efectuar las pruebas necesarias para que se implemente como un dispositivo portátil

1.4. Estructura de la tesis

Esta tesis está compuesta de cinco capítulos (incluyendo la presente introducción). El Capítulo 2 brinda toda la información necesaria para que sea posible entender el contenido y se divide en cuatro grandes partes: impedancia eléctrica, bioimpedancia, sistema de instrumentación electrónica y sensores de impedancia eléctrica con acoplamiento capacitivo.

Por su parte, el Capítulo 3 muestra cada etapa del diseño del dispositivo. Parte desde la señal de entrada hasta llegar a la interfaz de usuario.

El Capítulo 4 expone y analiza los resultados de las pruebas de cada parte del diseño. También incluye la caracterización del dispositivo, del sensor y la conversión del prototipo a un dispositivo portátil.

Por último, en el Capítulo 5 se concluye con base en los resultados obtenidos y los objetivos de este trabajo, así como también se realiza una breve evaluación del trabajo a futuro.

Capítulo 2

Marco teórico

En este capítulo se presenta la información necesaria para llevar a cabo la instrumentación de un sensor de impedancia eléctrica con acoplamiento capacitivo y su aplicación en las mediciones de bioimpedancia. Se parte del concepto de impedancia eléctrica para introducir la teoría de bioimpedancia, se expone cada componente de un sistema de instrumentación electrónica y se explica el tipo de sensor utilizado.

2.1. Notación

$\triangleq$	Por definición
$\mathbb{R}$	Campo de los números reales
$\mathbb{Z}$	Campo de los números enteros
$\mathbb{I}$	Campo de los números imaginarios
$\mathbb{C}$	Campo de los números complejos
j	Número imaginario $\sqrt{-1}$
z^{Re}	Parte real del número complejo $z^* = a + jb$
z^{Im}	Parte imaginaria del número complejo $z^* = a + jb$
Z	Impedancia eléctrica compleja

2.2. Impedancia eléctrica

La impedancia eléctrica es la oposición que presenta un medio al paso de una corriente eléctrica a través de él.[1, 2].

La impedancia eléctrica $Z(\cdot) \in \mathbb{C}$ de un circuito a una frecuencia arbitraria ω, se define como el cociente entre el fasor de voltaje V y el fasor de corriente I, cuya expresión es

$$Z(j\omega) \triangleq \frac{V}{I}. \tag{2.1}$$

Ahora es preciso definir a las componentes real e imaginaria de la impedancia eléctrica.

Considere las variables $R \in \mathbb{R}_{\geq 0}$ y $X \in \mathbb{I}$, tal que la suma de éstas sea $Z = R + X \in \mathbb{C}$.

- La componente $Z^{\mathrm{Re}} \triangleq R$, se denomina resistencia.
- La componente $Z^{\mathrm{Im}} \triangleq X$, se denomina reactancia eléctrica.

Para un capacitor de valor $C \geq 0$, la reactancia capacitiva es

$$X_C \triangleq \frac{1}{j\omega C}. \tag{2.2}$$

Para un inductor de valor $L \geq 0$, la reactancia inductiva es

$$X_L \triangleq j\omega L. \tag{2.3}$$

2.2.1. Espectroscopia de impedancia eléctrica

Es un herramienta ampliamente utilizada para caracterizar la respuesta eléctrica de un material en función de la frecuencia. Permite obtener un modelo que contenga información sobre las propiedades eléctricas relacionadas con diversos mecanismos de conducción de corriente eléctrica y estados de polarización de la materia. Entre sus aplicaciones se encuentran análisis electroquímicos y aplicaciones biomédicas y/o biológicas, principalmente [3].

El experimento de Espectroscopia de impedancia eléctrica consiste en inducir un fasor corriente de baja amplitud a una frecuencia arbitraria ω a través de un material bajo estudio y medir el fasor voltaje en el material. De esta manera, mediante la relación entre el voltaje y la corriente, es posible obtener un valor de impedancia a la frecuencia de excitación. El proceso se repite cambiando la frecuencia de la corriente inducida para así obtener un espectro de impedancia [3].

2.3. Bioimpedancia

La bioimpedancia eléctrica es la capacidad de los tejidos de oponerse al paso de la corriente eléctrica [4]. Es necesario que sea una corriente eléctrica alterna por dos razones:

- La corriente continua tiene un efecto de polarización en los electrones que impide su paso a través de ellos.
- Evitar la estimulación de tejidos y órganos [19]

La corriente debe ser de baja intensidad [6].

2.3.1. Análisis de bioimpedancia (BIA)

Es un método simple, rápido y no invasivo [18] que permite medir parámetros bioléctricos del cuerpo humano debido a la estrecha relación de éstos con los parámetros biológicos como: el agua corporal total, sus compartimentos (como agua intracelular y extracelular) y la composición corporal (masa grasa (MG), el índice de masa corporal (IMC), metabolismo basal (MB), etcétera). También permite obtener información de los aparatos respiratorio (frecuencia y arritmias respiratorias), cardiovascular (gasto cardíaco) y del sistema nervioso central (circulación cerebral, procesos isquémicos) [20].

2.3.1.1. Tipos

Con base en algunos criterios se pueden distinguir los tipos de BIA.

- Conforme a la frecuencia de la corriente:
  - ◇ BIA monofrecuencia. Suele utilizar una corriente alterna de 50 kHz [14] y permite estimar la masa grasa y el agua corporal total [18]. Generalmente se usan en entornos domésticos ya que son accesibles y fáciles de usar. Sin embargo, carecen de acceso a datos brutos, validación clínica y certificación regulatoria [6]. Además, no deben utilizarse cuando hay alteraciones de la hidratación [18].
  - ◇ BIA multifrecuencia. Emplea una corriente de varias frecuencias fijas [14]. Mejora la precisión al diferenciar el agua intracelular (AIC) del agua extracelular (AEC) [6]. Son preferidos en entornos hospitalarios, pero son más costosos, generalmente requieren mediciones de pie, requieren condiciones estandarizadas para obtener mediciones fiables y dependen de ecuaciones propias no divulgadas [6].
  - ◇ BIA espectroscópica (BIS). Usa corriente en un espectro de frecuencias, entre 1 y 1000 kHz [14], con lo que es posible diferenciar el AIC y AEC [6].
- De acuerdo con la localización de los electrodos.
  - ◇ BIA bipolar Utiliza un solo par de electrodos de señal y detección en configuraciones mano-mano o pie-pie. En la primera se requiere sostener un monitor portátil con ambas manos colocadas sobre los electrodos y en la segunda es necesario pararse sobre una báscula con electrodos plantares. Algunos dispositivos pueden realizar mediciones pie-mano mediante electrodos retráctiles de mano [6]. Su dependencia de algoritmos propietarios genera limitaciones. Además, tienden a omitir o subestimar el exceso de masa grasa en la región abdominal [6].
  - ◇ BIA tetrapolar Utiliza 2 electrodos inyectores (por los que se introduce la corriente) y dos electrodos detectores (los que recogen el voltaje) [14]. Los electrodos deben estar a una distancia mínima de 5 cm, ya que de lo contrario puede haber interferencias [6].Es adecuado para pacientes postrados en cama y hace posible la medición de la impedancia de todo el cuerpo con una mínima influencia de las variaciones en la distribución del tejido adiposo [6]
  - ◇ BIA octopolar Se usan 8 electrodos, los cuales se sitúan en los pulgares y palmas de la mano y en los talones y plantas de los pies, de manera que se realiza el análisis de pie [21]. Suelen ser caros y estacionarios, y no siempre brindan acceso a los datos de impedancia brutos. También tienen limitaciones en su uso en pacientes encamados [6].
- En función de la parte del cuerpo analizada:

- ◇ BIA de cuerpo entero. Es el que más se utiliza. [14]
- ◇ BIA segmental. Está basado en la contribución que hace cada segmento corporal a la impedancia total. [14]
- ◇ BIA localizada. Evalúa segmentos corporales en particular. Se ha usado para determinar masa grasa abdominal [14] .

- Según la interpretación de los resultados:
  - ◇ BIA convencional. Usa modelos modelos predictivos para estimar cuantitativamente el agua corporal total (ACT), la masa libre de grasa (MLG), la masa muscular esquelética (MME), etcétera. Se hacen dos suposiciones: la primera es que el cuerpo humano es un cilindro homogéneo y la segunda es que la hidratación de la MLG es constante. Estos dos supuestos hacen que sea necesario aplicar modelos predictivos desarrollados en poblaciones similares a la que se esté evaluando y que se utilice estrictamente el mismo protocolo de medida en las mismas condiciones [14]. No obstante, dichas suposiciones no se cumplen en varios casos, como amputaciones o patologías donde hay alteraciones hídricas [14]
  - ◇ BIA vectorial (BIVA) Es un método de análisis semicuantitativo que hace posible evaluar el estado de hidratación y la masa celular corporal. Para ello se dibujan los dos componentes del vector impedancia de un sujeto normalizados por la talla (Resistencia/Altura y Capacitancia/Altura) en un gráfico Resistencia/Altura-Capacitancia/Altura de la población de referencia (edad, etnia y sexo específica). El gráfico se conforma por tres elipses concéntricas que corresponden al 50 %, 75 % y 95 % de la distribución normal de los valores de la población de referencia, y son llamadas elipses de tolerancia (ver Figura 2.1). Si los vectores se encuentran fuera de la elipse del 75 %, la impedancia no es normal. La longitud del vector muestra el estado de hidratación, ya que indica cambios en la resistencia, que tiene una relación inversa con el agua corporal. La dirección del vector representa la cantidad de masa celular corporal, debido a que la reactancia capacitiva se relaciona directamente con ésta [14].

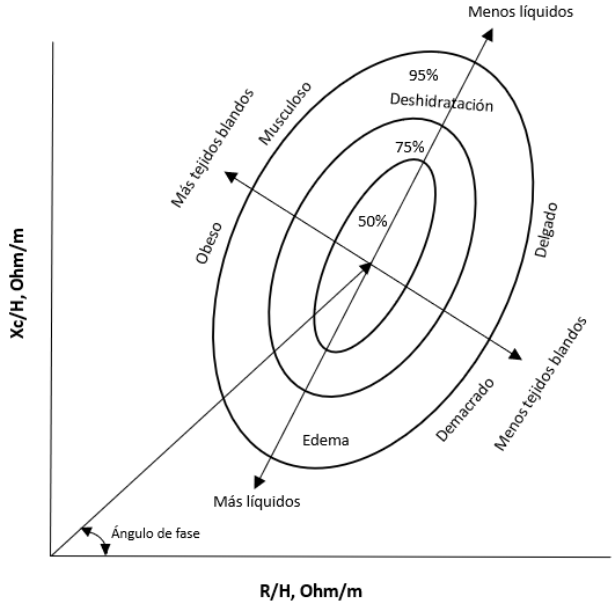


Figura 2.1: Representación gráfica del vector de impedancia Z e interpretación del estado de hidratación y masa celular. Adaptado de [18].

2.3.2. Bioimpedancia y parámetros asociados

La impedancia corporal (Z), está compuesta por la resistencia (R) y la reactancia capacitiva (Xc), por lo que puede expresarse como [18]:

$$Z = R^2 + X_c^2 \tag{2.4}$$

2.3.2.1. Resistencia

Está dada principalmente por el contenido de agua, que es un excelente conductor, de manera que cuando mayor es su contenido, menor es la R y viceversa. Esto hace posible determinar el estado de hidratación y diferenciar tejidos con gran cantidad de agua, como el músculo y tejidos, de los de poca cantidad de agua, como la grasa, el pulmón o el hueso [22].

Es proporcional a la longitud del cuerpo (generalmente longitud o altura) e inversamente proporcional al área de sección (en general los perímetros de los segmentos del tronco y de las extremidades). Esto significa que un cuerpo largo tendrá mayor resistencia que uno corto, y un cuerpo con un área de sección pequeña tendrá una resistencia menor. Matemáticamente se puede estimar con la ecuación:

$$R = \rho \frac{L}{A} \tag{2.5}$$

Siendo ρ una constante de resistividad del cuerpo. Es independiente del tamaño y la forma [18].

2.3.2.2. Reactancia capacitiva

Define la capacidad de las células para almacenar energía, debido a que se comportan como capacitores eléctricos al paso de una corriente eléctrica. Las membranas celulares actúan como conductores y el contenido celular como dieléctrico porque ahí se almacena la carga una vez que se hace pasar la corriente. Esta propiedad se relaciona con la determinación del estado nutricional [22]. Depende de la frecuencia y su ecuación es:

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C} \tag{2.6}$$

Donde f es la frecuencia y C la capacitancia [20]

2.3.3. Fuentes de error en la medición de bioimpedancia

La precisión del método depende del equipo, factores del usuario, la habilidad del técnico y la ecuación predictiva usada [23]. En los siguientes puntos se analizan algunas de las fuentes de error en la medición:

- **Ejercicio**. Las formas en las que puede influir sobre las mediciones son:
  - El aumento del flujo sanguíneo y el calentamiento del tejido muscular esquelético reducen el valor de Z.
  - El aumento del flujo sanguíneo cutáneo, de la temperatura de la piel y de la sudoración disminuye el valor de Z.

- ◇ La pérdida de líquido secundaria al ejercicio aumenta el valor de Z.

La afectación del ejercicio aeróbico depende parcialmente de la intensidad y la duración del ejercicio. El trote y el ciclismo a intensidades moderadas durante 90 a 120 minutos disminuyen en forma significativa la R (alrededor de 50 a 70 **Ω**) y provocan una gran sobreestimación de la masa libre de grasa (de alrededor de 12 kg). En cambio, el ciclismo a baja intensidad durante 90 minutos tiene un efecto mucho menor en la R (1-9 **Ω**). La reducción de la R después de un ejercicio intenso muestra una pérdida relativamente mayor de agua corporal en el sudor y el aire espirado en comparación con la pérdida de electrolitos. Esta diferencia genera una mayor concentración de electrolitos en los líquidos corporales, lo que a su vez disminuye la R [23].

- **Nivel de hidratación**. Entre el 3.1 y el 3.9 % de la variación en la resistencia se podría atribuir a fluctuaciones cotidianas en el contenido de agua corporal. Ciertos factores como los alimentos, las bebidas, la deshidratación y el ejercicio alteran el estado de hidratación, lo que a su vez compromete la resistencia corporal total y la estimación de la masa libre de grasa. Después del consumo de alimentos disminuye la resistencia y se sobreestima la masa libre de grasa. La deshidratación tiene el efecto opuesto: la R aumenta y se subestima la masa libre de grasa [23].

- **Ciclo menstrual**. A pesar de que durante el ciclo menstrual se altera el nivel de agua corporal total, la relación entre el agua extracelular y el agua intracelular y el peso corporal, sólo se observan pequeñas diferencias entre las medidas obtenidas de Z y R entre los estadios folicular y premenstrual (alrededor de 5 a 8 **Ω**) y entre el estadio menstrual y el folicular (alrededor de 7**Ω**). Las mediciones se deben obtener en un momento del ciclo menstrual en que la usuaria no experimente un gran aumento de peso [23].

- **Temperatura**. Las mediciones se deben obtener a temperatura ambiental normal de 25 °C o 77 °F. La temperatura del medio afecta la temperatura de la piel y la R varía en forma inversa con esta temperatura. Las temperaturas ambientales frías (alrededor de 14 °C) descienden la temperatura de la piel (24 °C en comparación con 33 °C en condiciones normales), aumentan significativamente la R corporal total (alrededor de 35 **Ω**, en promedio) y disminuyen la masa libre de grasa estimada (alrededor de 2.2 kg). Hay una diferencia ligeramente mayor en la R (46 **Ω**) entre el ambiente frío (17 °C de temperatura ambiental y 28,7 °C de temperatura de la piel) y el cálido (35 °C de temperatura ambiental y 35,8 °C de temperatura de la piel) [23].

- **Posición**. Los cambios en la posición corporal alteran los valores de Z hasta 12 %; el cambio desde la posición de pie a la de acostado boca arriba aumenta de inmediato el valor de Z alrededor de un 3 % debido a desvíos de líquido [23].

2.4. Sistema de instrumentación electrónica

La instrumentación electrónica es la técnica que lleva a cabo la medida de cualquier tipo de magnitud física, la conversión de la misma a magnitudes eléctricas y su tratamiento para proporcionar la información adecuada a un sistema de control, a un operador o ambos [24, 25]

2.4.1. Componentes de un sistema de instrumentación electrónica

El diagrama de bloques básico de un sistema de instrumentación electrónica, que se describe a continuación, es el de la Figura 2.2.

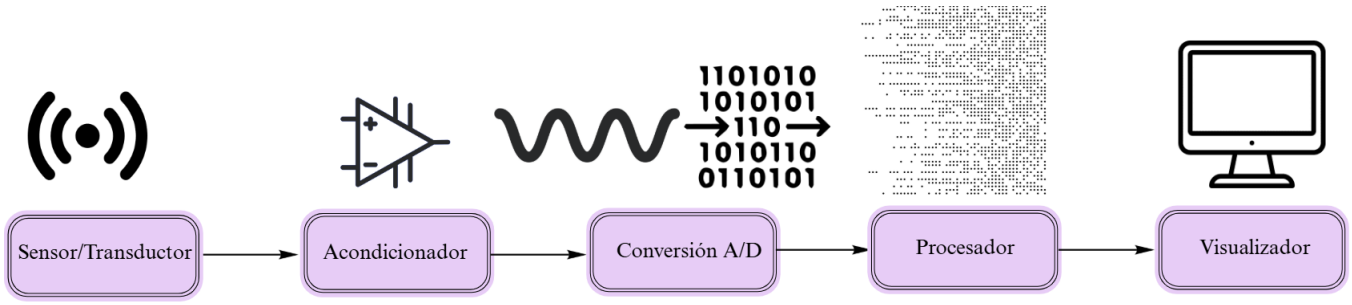


Figura 2.2: Diagrama de bloques de un sistema de instrumentación electrónica. Adaptado de [24, 26].

2.4.1.1. Sensor/Transductor

Captura la variable física y la convierte en una señal eléctrica [24]

Existen dos tipos:

- Activos. La magnitud física a detectar, proporciona la energía necesaria para la generación de la señal eléctrica de salida, como por ejemplo, el efecto piezoeléctrico [27].

- Pasivos. La magnitud a medir se limita a modificar alguno de los parámetros eléctricos característicos de él, como por ejemplo, resistencia. Necesitan una tensión de alimentación externa [27].

La mayoría genera una señal de salida de baja calidad, esto es, de pequeña amplitud y con ruido [28].

2.4.1.2. Acondicionador

Puede llevar a cabo varias funciones, como por ejemplo amplificación, filtrado, modulación/demodulación, etcétera [24]. Se explican más a detalle a continuación.

Filtros

Los filtros son circuitos que permiten el paso de determinadas frecuencias de un señal al mismo tiempo que atenúan o rechazan las demás [29].

Los filtros activos emplean elementos activos como transistores o amplificadores operacionales en combinación con pasivos como resistencias y capacitores[29]. Los dispositivos activos amplifican el voltaje[29] y aíslan o acoplan la señal [30] y los pasivos brindan selectividad de frecuencia [29].

Parámetros

- Ganancia. Es una amplificación del voltaje de entrada. Se puede expresar como el cociente del voltaje de salida entre el voltaje de entrada [31, 32]:

$$A = \frac{v_{sal}}{v_{ent}} \tag{2.7}$$

- Frecuencia de corte. Es donde la ganancia decae hasta el 70.7 % o -3dB de su valor maximo [29, 33]

Tipos

Existen cuatro tipos básicos de filtros activos en función de la forma en la que el voltaje de salida varía con la frecuencia del voltaje de entrada [29]:

- Pasobajas. Permite el paso de las frecuencias inferiores a una determinada frecuencia de corte [31]
- Pasoaltas. Permite el paso de las frecuencias que se encuentran por encima de una determinada frecuencia de corte [31].
- Pasobanda. Permite el paso de las frecuencias situadas dentro de una banda delimitada por una frecuencia de corte inferior y una superior [31].
- Supresor de banda. Permite el paso de las frecuencias inferiores a la frecuencia de corte inferior y superiores a la frecuencia de corte superior [31].

La Figura 2.3 muestra las respuestas ideales y las respuestas reales de los tipos de filtros.

La curva de respuesta real de un filtro puede dividirse en varias bandas. La banda de paso es el intervalo de frecuencias que el filtro deja pasar con atenuación mínima. La frecuencia de corte determina el final de la banda de paso. Después de la banda de paso existe una región llamada banda transición que conduce a una región llamada banda de rechazo. No existe ningún punto preciso entre la banda de transición y la de rechazo [29].

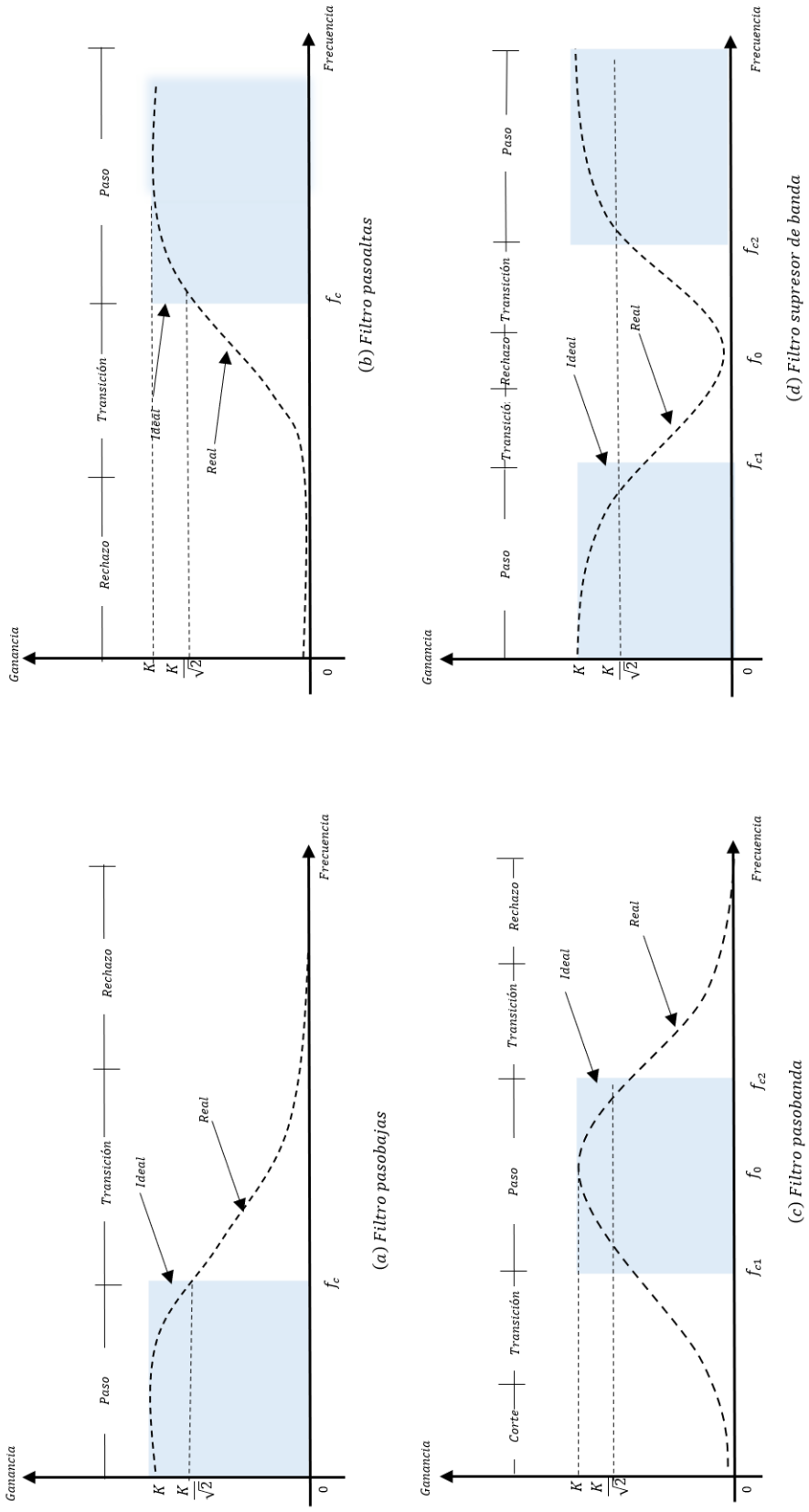


Figura 2.3: Curvas de los tipos de filtros.

Configuraciones

Las configuraciones de los filtros activos son:

- Voltage Controlled Voltaje Source (Sallen-Key)
- Infinite gain Multiple Feedback (Retroalimentación múltiple)
- Filtros de variables de estado
- Filtros bicuadráticos [29, 34]

Son ampliamente utilizadas las configuraciones Sallen-Key y Retroalimentación-Múltiple, por lo que es importante realizar una comparativa entre ellas:

Tabla 2.1: Comparación de las características generales entre filtros Sallen-Key y filtros de retroalimentación múltiple. Adaptado de [34].

Características generales de filtros Sallen-Key	**Características generales de filtros de Retroalimentación Múltiple**
-Ganancia sin inversión de fase -Baja impedancia de salida -Facilidad para ajustar su respuesta -Facilidad para ajustar sus componentes -Facilidad para ajustar su ganancia	- Ganancia con inversión de fase - Mínimo número de componentes - Buena estabilidad - Baja impedancia de salida

Aproximaciones

Existen 3 tipos principales de aproximaciones en la respuesta de los filtros activos:

- Butterworth. La respuesta es de amplitud muy plana en la banda de paso y tiene una rapidez de la pendiente de caída de —20 dB/década/polo. La respuesta en fase es no

lineal. Se utiliza normalmente cuando todas las frecuencias en la banda de paso deben tener la misma ganancia. [29]

- Chebyshev. La respuesta tiene sobrepaso o rizo en la banda de paso (según el número de polos) y la respuesta en fase es menos lineal que la Butterworth. Produce una rapidez de la pendiente de caída mayor que —20 dB/década/polo, que es mayor que en Butterworth, por lo cual es posible implementar filtros con este tipo de respuesta con menos polos y menos circuitos complejos para una rapidez de la pendiente de caída dada. Se utiliza cuando se requiere una pendiente de caída rápida. [29]
- Bessel. La respuesta en fase es lineal [29]. A diferencia de Butterworth, su respuesta en la banda de paso es menos constante y la pendiente es menor [35]. Se utiliza para filtrar formas de onda pulsante [29].

En la Figura 2.4 se hace una comparativa entre las tres aproximaciones para un filtro pasobajas.

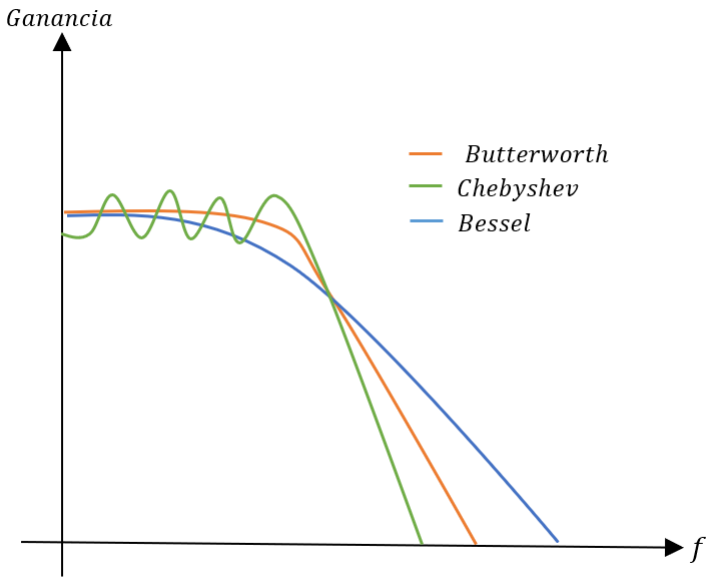


Figura 2.4: Curvas de comparación de los tres tipos de aproximaciones de un filtro. Adaptado de [29].

Respuesta en frecuencia

Una forma común de representar la respuesta en frecuencia de un filtro es por medio del llamado Diagrama de Bode. El Diagrama de Bode es una gráfica semilogarítica de ganancia de voltaje en decibeles y fase contra frecuencia, es decir, el eje horizontal está en escala logaritmica y el eje vertical en escala lineal [29]. Se obtiene a partir de la función de transferencia del filtro, que es el cociente de dos polinomios, donde el denominador define el orden del filtro, el cual es igual o superior al del numerador. Las raíces del numerador y denominador son los ceros y polos, respectivamente [36].

Físicamente, el polo de un filtro es un circuito que contiene un resistor y un capacitor [29].

El número de polos o el orden determina la rapidez de la pendiente de caída del filtro y el ancho de la banda de transición [29] [35]. En la Figura 2.5 se muestra un ejemplo de tres curvas que representan un filtro con un polo, con dos polos y con tres polos.

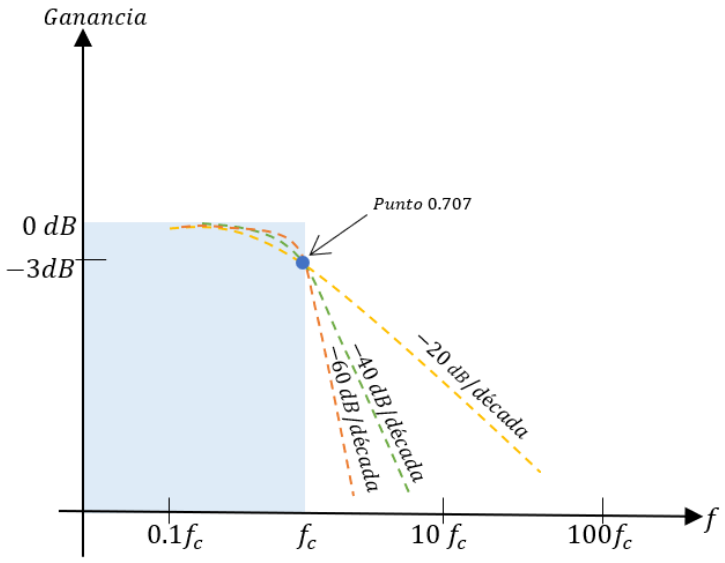


Figura 2.5: Curva de respuesta en frecuencia para tres filtros pasobajas Butterworth. Adaptado de [37].

Amplificador de transimpedancia

También llamado convertidor de corriente-voltaje, es un circuito que convierte corrientes pequeñas en un voltaje proporcional [38] (ver Figura 2.6).

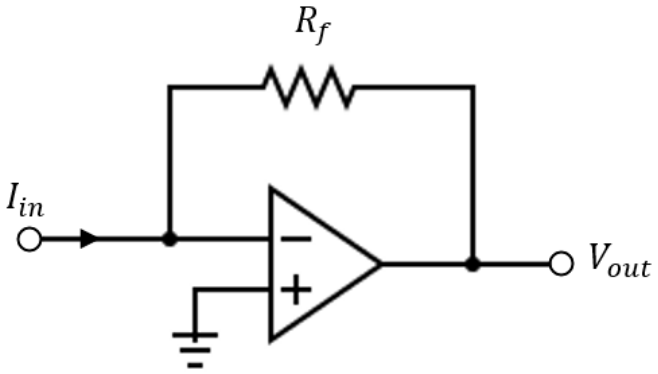


Figura 2.6: Amplificador de transimpedancia. Adaptado de [39].

Su ecuación es

$$V_{out} = -R_f I \tag{2.8}$$

Rectificador-demodulador de precisión

Un diodo rectificador común requiere de aproximadamente 0.6 V de polarización para conducir. Por lo tanto, no permite rectificar señales de niveles más bajos que éstos [37, 40]. Sin embargo, a veces se necesita rectificar señales del orden de milivolts, o menos, que pueden provenir de sensores o transductores [40].

Un rectificador de precisión está diseñado para resolver este problema. Es un circuito eléctrico que obtiene un voltaje pulsante o rectificado a partir de una señal de voltaje con amplitud menor que el voltaje de encendido de un diodo rectificador [41]

Rectificador-demodulador de precisión de onda completa

Provee una salida proporcional a la magnitud, pero no a la polaridad de entrada. Esto significa que transmite una polaridad de la señal de entrada e invierte la otra[37]. Permite rectificar voltajes de entrada con amplitudes de milivolts y sirve para preparar señales para la multiplicación, promediación o demodulación [37].

En la Figura 2.7 se observa un ejemplo de configuración de este tipo de rectificador-demodulador. Consta de 3 etapas: la primera para rectificar, la segunda para filtrar y la tercera para sumar.

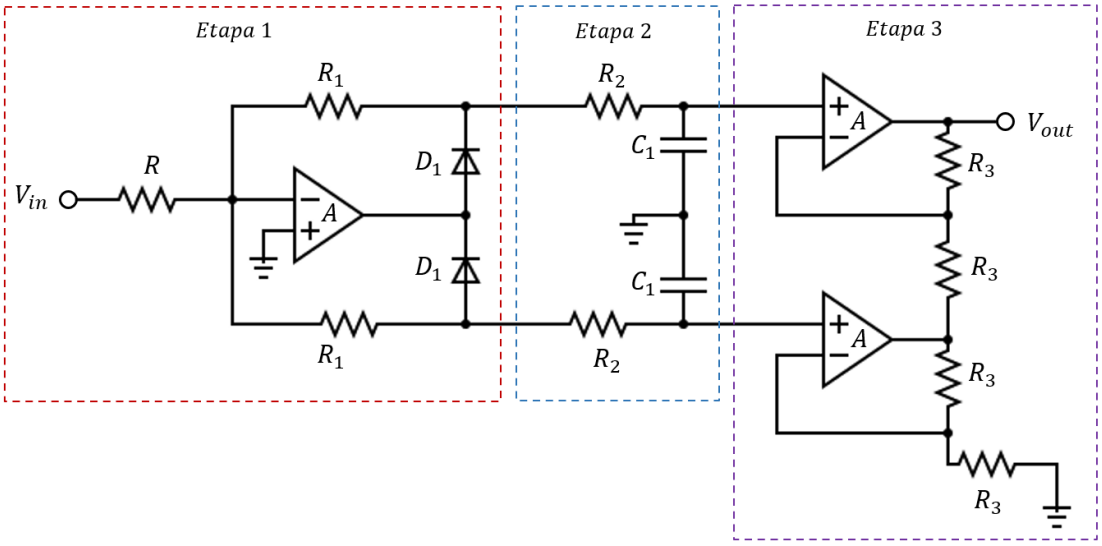


Figura 2.7: Rectificador-demodulador de onda completa de precisión. Adaptado de [41].

2.4.1.3. Conversión Analógica a Digital

Un convertidor analógico-digital es un dispositivo electrónico encargado de realizar el proceso de conversión de una señal analógica en una señal digital [42]

El proceso de conversión está dividido en las cuatro etapas que se describen a continuación: muestreo, retención, cuantificación y codificación.

Muestreo

A partir de la señal analógica continua de entrada, obtiene una señal analógica discreta en el tiempo. Es decir, el muestreo toma los valores de la señal analógica de entrada en instantes concretos de tiempo separados por un intervalo denominado periodo de muestreo [42]. La velocidad con que se toma la muestra es conocida como frecuencia de muestreo [43].

Retención

Las muestras tomadas son retenidas por un circuito de retención (hold), el tiempo suficiente para permitir evaluar su nivel (cuantificación) [43].

Cuantificación

A cada uno de los valores de la señal analógica discreta, se le asigna el valor más próximo de un conjunto finito de valores posibles. Es decir, es un proceso no lineal que convierte una señal con infinitos valores de amplitud, entre un mínimo y un máximo, en una señal con un número finito de valores de amplitud [42].

Codificación

Consiste en asignar un código digital a cada uno de los valores de amplitud de la señal a la salida del cuantificador [42]. En general, se emplea el código binario (ceros y unos) [43].

2.4.1.4. Procesador

Incluye el conjunto de transformaciones a que debe someterse la señal eléctrica para extraer de ella la información que se busca. Suele contener diversas operaciones ya sean lineales, no lineales o de procesado digital de las señales [28].

2.4.1.5. Visualizador o presentación

La información resultante del proceso de medida debe ser presentada de forma comprensible al operador, o elaborada e integrada para que pueda ser interpretada por un proceso automático en un sistema de control [28].

2.5. Sensores de impedancia eléctrica con acoplamiento capacitivo

En la literatura, se han dado múltiples denominaciones a este tipo de sensores, como sensor de fuerza resistivo (FSR). Esta denominación se usará como equivalencia de Sensor de Impedancia Eléctrica con Acoplamiento Capacitivo.

El FSR se fabrica intercalando un compuesto de polímero conductor (CPC) entre electrodos metálicos (Figura 2.8) [44].

Un CPC se fabrica dispersando aleatoriamente partículas conductoras a lo largo de una matriz polimérica aislante. Los CPC se benefician del comportamiento aislante de los materiales poliméricos para exhibir una resistencia eléctrica que depende de la concentración de partículas y de la tensión mecánica [44].

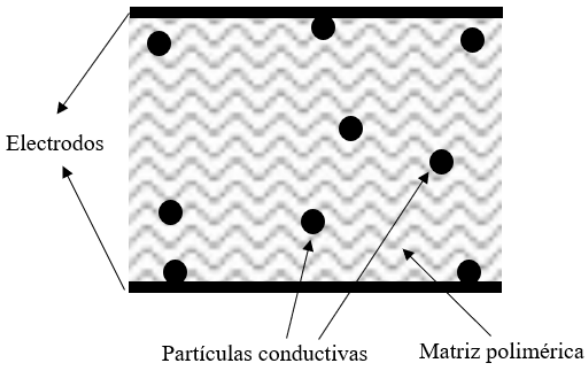


Figura 2.8: Esquema de un CPC intercalado entre dos electrodos metálicos para formar una FSR. Adaptado de [44].

Se utilizan materiales como el caucho, el elastómero y el polidimetilsiloxano en la parte aislante. Por otra parte, las partículas conductoras se obtienen de metales como el níquel o el cobre, pero recientemente se han empleado nanotubos de carbono como la parte conductora en los CPC. El tamaño de las partículas suele estar entre decenas se nanómetros y unos pocos micrómetros [44].

Al estar en contacto con la piel, un FSR también podría utilizarse simultáneamente para

otras funciones, como la bioimpedancia. Debido a sus elementos constructivos, cada FSR podría funcionar como un electrodo capacitivo [5].

Se espera que la información abordada en este capítulo sirva como referencia para el lector. Se definió la impedancia eléctrica y su estrecha relación con bioimpedancia, cuyo estudio incorpora la técnica de análisis de bioimpedancia, los parámetros asociados y las fuentes de error en su medición. También se mostraron las etapas del sistema de instrumentación electrónica y los elementos de acondicionamiento que se emplearán, entre los que se encuentran filtros, amplificador de transimpedancia y rectificador-demodulador de precisión. Por último, se describieron los sensores de impedancia eléctrica con acoplamiento capacitivo. En el siguiente capítulo se presenta el diseño del sistema de instrumentación electrónica propuesto.

Capítulo 3

Diseño del sistema de instrumentación electrónica

Se realiza el diseño de cada una de las etapas que conforman el sistema de instrumentación electrónica para el sensor de impedancia eléctrica con acoplamiento capacitivo, que es la base de los resultados de este trabajo. El sistema está constituido por cinco etapas: señal de entrada, acondicionamiento, conversión analógica-digital, procesamiento e interfaz o presentación, como se muestra en la Figura 3.1.

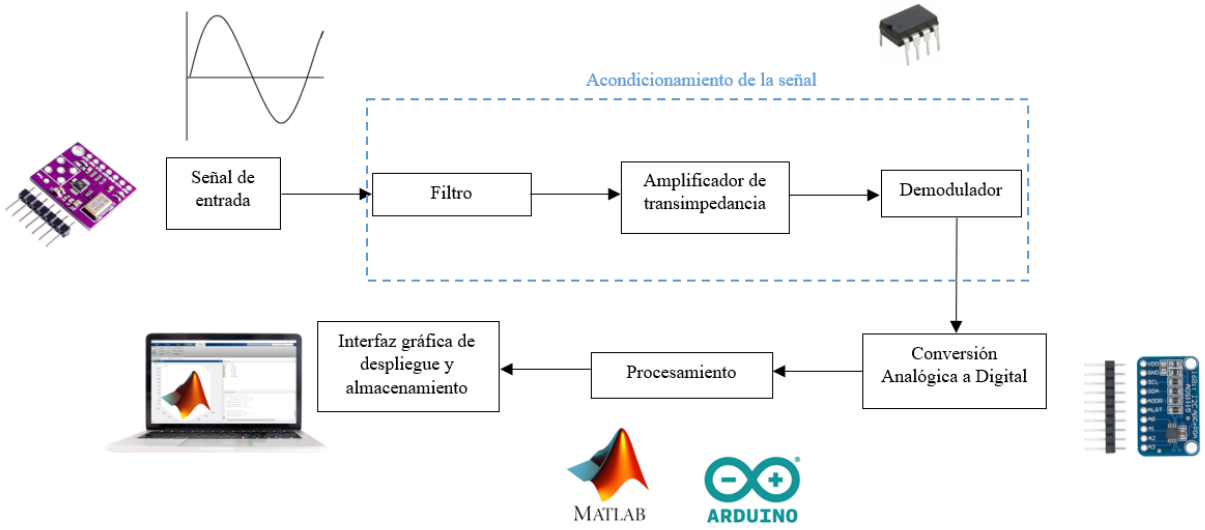


Figura 3.1: Diagrama de bloques del sistema de instrumentación.

3.1. Señal de entrada

Para excitar al sistema es necesaria una señal senoidal de frecuencia variable.

Una opción asequible que permite configurar fácilmente la forma de onda y la frecuencia es el generador de señales AD9833. Sin embargo, el valor de la amplitud de la señal de salida no puede configurarse y varía en un intervalo de 38 mV y 0.65 V en función de factores como la frecuencia y la temperatura.

La configuración del dispositivo se realiza mediante el protocolo SPI a través de la tarjeta de desarrollo Arduino Uno, la cual también proporciona su alimentación. Se seleccionó dicha tarjeta ya que es compatible con múltiples protocolos de comunicación, tiene suficientes entradas y salidas, tiene amplia disponibilidad de documentación y bibliotecas y es accesible.

3.2. Filtro

La señal que se obtiene del generador de señales presenta un voltaje de offset, que provoca un desplazamiento de la señal respecto a 0V. Dado que este voltaje posee una frecuencia de 0 Hz, un filtro activo pasoaltas permite eliminarlo. Además, proporciona la ganancia necesaria para aumentar la amplitud de la señal.

La frecuencia de corte del filtro se establece en un valor bajo cercano a 0 Hz, como 0.1 Hz.

Se parte de un filtro de primer orden para analizar si su respuesta es adecuada para esta aplicación. En un filtro de primer orden no es necesaria ninguna aproximación como Butterworth, Chebyshev o Bessel.

Las opciones de configuración son Retroalimentación Múltiple o Sallen-Key, por lo que enseguida se analizarán.

3.2.1. Filtro activo pasa altas de primer orden en configuración Sallen-Key

Las conexiones de los componentes en un filtro activo pasa altas en configuración Sallen-Key de primer orden se muestran en la Figura 3.2.

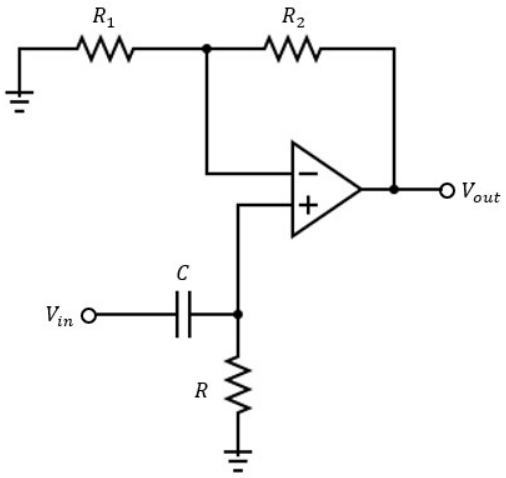


Figura 3.2: Filtro pasa altas de primer orden Adaptado de [34].

Sus ecuaciones son:

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \tag{3.1}$$

$$K = \frac{R_2}{R_1} + 1 \tag{3.2}$$

Al ser un filtro de primer orden o de un polo, la frecuencia de corte se calcula como:

$$\omega_0 = 2\pi f \tag{3.3}$$

En la ecuación 3.3 se puede sustituir la frecuencia deseada de 0.1 Hz, de manera que se obtiene:

$$\omega_0 = 0.628\frac{rad}{s} \tag{3.4}$$

Con ω_0 , ahora se propone

$$C = 1\mu F \tag{3.5}$$

Despejando y sustituyendo en la ecuación 3.1:

$$R = 1.592M\Omega \tag{3.6}$$

Para tener ganancia variable, R_2 se seleccionó como un potenciómetro. La determinación de los valores de R_1 y R_2 se realizó considerando los valores comerciales disponibles y procurando que la amplitud de la señal senoidal se encontrara en el orden de volts. De esta manera, se estableció una relación de 10 entre ambas resistencias.

En toda la etapa de acondicionamiento se utilizará el amplificador operacional TL082 por sus características eléctricas, entre las que destacan el ancho banda de hasta 3 MHz, alimentación dual de $\pm 2.25V$ a $\pm 20V$, una densidad de ruido de voltaje de entrada de $37nV/\sqrt{Hz}$ y una densidad de ruido de corriente de entrada de $80fA/\sqrt{Hz}$, ambos especificados a 1kHz. Para alimentarlo se usó un convertidor DC-DC elevador con entrada de 2.8–5.5 V y salida de $\pm 12V$, ya que su entrada puede suministrarse mediante las salidas de alimentación disponibles en la tarjeta Arduino Uno.

En la Figura 3.3 se muestra el diseño del filtro con el cual se realizará la implementación.

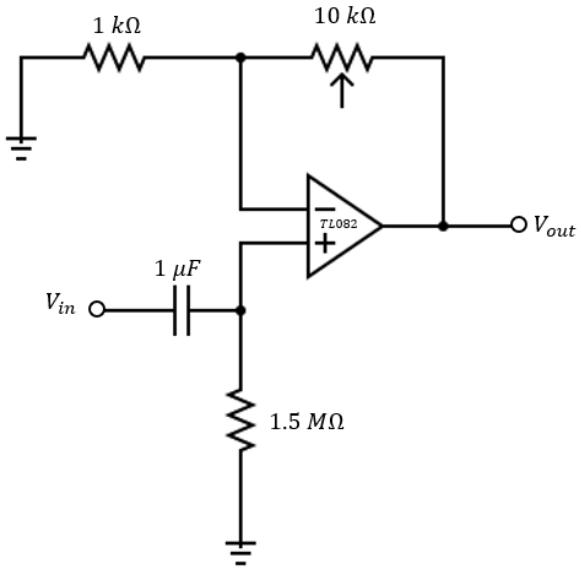


Figura 3.3: Filtro pasa altas de primer orden Sallen-Key con los valores obtenidos.

3.2.1.1. Simulación

Con el fin de analizar el comportamiento del circuito antes de su implementación física, se realiza una simulación basada en su función de transferencia. A partir de ésta, se genera el diagrama de Bode.

La función de transferencia de un filtro pasoaltas de primer orden es:

$$H(s) = \frac{ks}{s + \omega_0} \tag{3.7}$$

Se fija una ganancia de 3, seleccionada de manera aleatoria, y se sustituye el valor de ω_0 calculado mediante las ecuaciones 3.5 y 3.6 en 3.1

$$H(s) = \frac{3s}{s + 0.628} \tag{3.8}$$

Esta función se ingresa en Matlab y se realiza el diagrama de Bode.

3.2.2. Filtro activo pasa altas de primer orden en configuración Retroalimentación Múltiple

Las conexiones de los componentes en un filtro activo pasa altas de primer orden en configuración Retroalimentación Múltiple se muestran en la Figura 3.4.

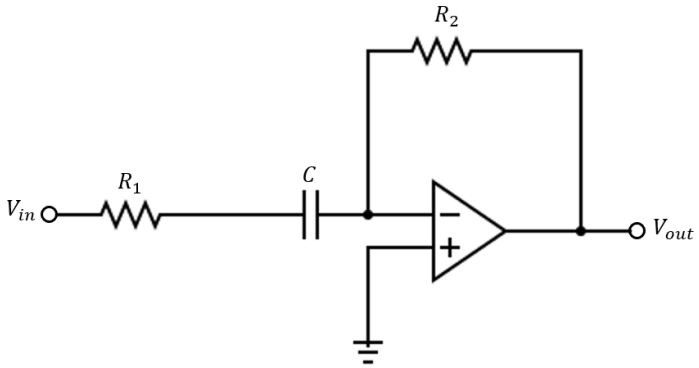


Figura 3.4: Filtro pasa altas de primer orden Retroalimentación múltiple. Adaptado de [34].

Sus ecuaciones son:

$$\omega_0 = \frac{1}{R_1 C} \tag{3.9}$$

$$K = -\frac{R_2}{R_1} \tag{3.10}$$

Al tratarse también de un filtro de primer orden, ω_0 se obtiene de la misma manera que en la ecuación 3.3. Por lo tanto, su valor corresponde al mostrado en la ecuación 3.4. Ahora se propone:

$$C = 10\mu F \tag{3.11}$$

Despejado y sustituyendo en la ecuación 3.9

$$R_1 = 159.155k\Omega \tag{3.12}$$

Para tener ganancia variable, R_2 se seleccionó como un potenciómetro. El único valor comercial disponible superior al orden de $R1$ fue el de $1M\Omega$, el cual permitió mantener en el orden de volts la señal senoidal.

En la Figura 3.5 se muestra el diseño del filtro con el que se realizará la implementación.

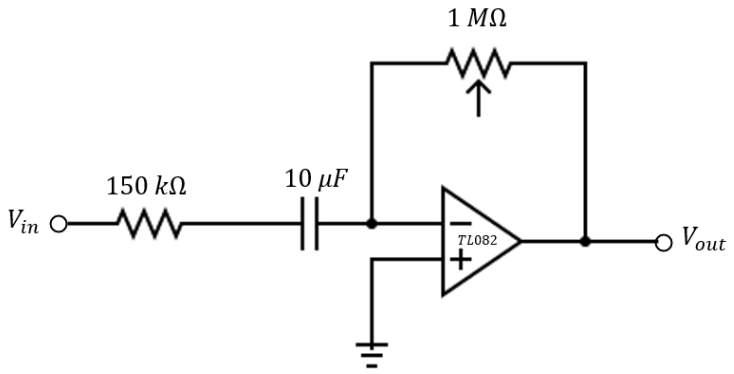


Figura 3.5: Filtro pasa altas de primer orden Retroalimentación múltiple con los valores obtenidos.

3.2.2.1. Simulación

Previo a su implementación, se simula el comportamiento del circuito por medio de la función de transferencia y su correspondiente diagrama de Bode.

La función de transferencia presenta la misma forma que la ecuación 3.7.

Al sustituir la ecuación 3.11 y 3.12 en la 3.7, se encuentra el valor de ω_0. Para tener las mismas condiciones de diseño del caso anterior, se conserva la ganancia de 3.

$$H(s) = \frac{-3s}{s + 0.628} \tag{3.13}$$

La función se ingresa en Matlab y se realiza el diagrama de Bode para ser analizado.

3.3. Amplificador de transimpedancia

El amplificador de transimpedancia se utilizó para detectar o medir la corriente del sistema, convirtiéndola en un voltaje de salida proporcional que puede ser medido con facilidad.

En él, se conectó un potenciómetro como la resistencia de retroalimentación para tener ganancia variable y el sensor FSR402 se conectó a la entrada inversora (Figura 3.6). El valor del potenciómetro se determinará de manera empírica.

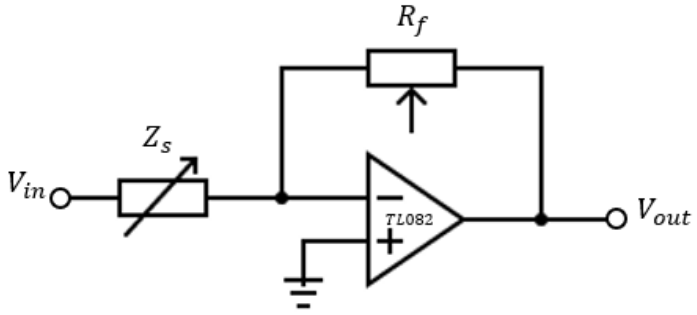


Figura 3.6: Amplificador de transimpedancia diseñado.

Para determinar la corriente, como V_{out} es la variable medida y R_f es de valor conocido, de la ecuación 2.8 se despeja I :

$$I = -\frac{V_{out}}{R_f} \tag{3.14}$$

El signo negativo indica que es la salida está invertida con respecto a la entrada, por lo cual se puede omitir en los cálculos.

Además, es posible calcular la impedancia del sensor a partir de la corriente obtenida y de la medición del voltaje de entrada:

$$Z_s = \frac{V_{in}}{I} \tag{3.15}$$

Antes de conectar el sensor, que es una impedancia de naturaleza resistiva con capacitiva, se verifica que el amplificador de transimpedancia puede trabajar con cargas capacitivas. Para ello, se emplea un circuito RC en paralelo (Figura 3.7) como la impedancia conectada a la entrada inversora.

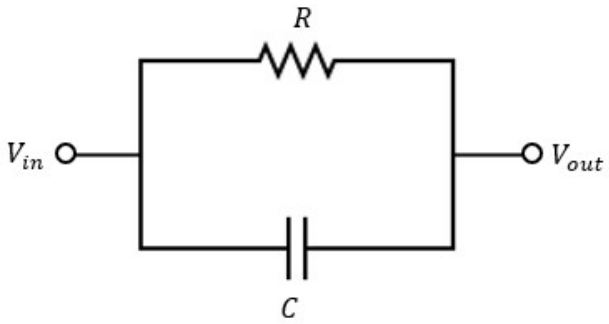


Figura 3.7: Circuito RC en paralelo.

La impedancia en este tipo de circuito es

$$Z = \frac{1}{j\omega C + \frac{1}{R}} \tag{3.16}$$

De donde se obtiene el módulo:

$$|Z| = \frac{1}{\sqrt{\omega^2 C^2 + \frac{1}{R^2}}} \tag{3.17}$$

Recordando que

$$\omega = 2\pi f \tag{3.18}$$

Se sustituye el valor de la frecuencia a la que se está trabajando, que es 10 kHz, y se proponen valores comerciales de C y R para que se obtenga una impedancia mayor a 100 $k\Omega$.

Después de probar varios valores, se llega a

$$C = 1pF \tag{3.19}$$

$$R = 1M\Omega \tag{3.20}$$

$$Z = 998.032k\Omega \tag{3.21}$$

El valor de la resistencia de retroalimentación debe ser de un orden de magnitud similar o mayor al de la impedancia, por lo que se selecciona una resistencia de 3.3 $M\Omega$. La Figura 3.8 muestra el circuito completo.

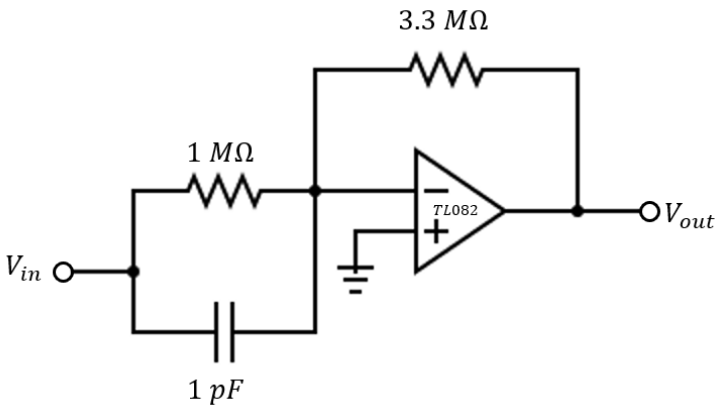


Figura 3.8: Circuito RC conectado al amplificador de transimpedancia.

3.3.1. Sensor FSR492 Short

El sensor FSR402 Short utilizado (Figura 3.9) está constituido por 4 capas, como se observa en la Figura 3.10.



Figura 3.9: Sensor FSR402 Short. Fuente: [45].

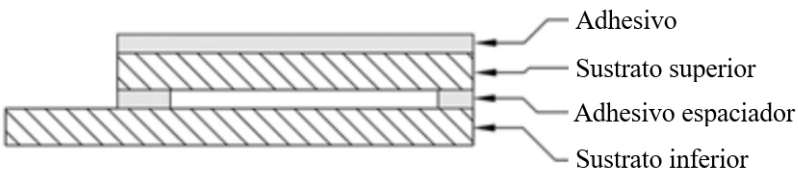


Figura 3.10: Apilamiento de capas del sensor FSR402 Short. Fuente:[45].

Sus especificaciones se muestran en la siguiente tabla:

Tabla 3.1: Especificaciones del FSR402 Short.

Características	FSR402 Short
Largo	25mm
Diámetro exterior	18.29mm
Diámetro de área activa	12.7mm
Espesor	0.46mm
Sensibilidad de fuerza	0.2N-20N
Fuerza mínima de accionamiento	0.2N
Resistencia sin actuación	$> 10M\Omega$

3.4. Demodulador

Dado que únicamente es de interés la amplitud de la señal de corriente alterna (AC), ésta puede convertirse en una señal de corriente directa (DC) equivalente a su valor cuadrático medio (RMS) mediante un rectificador-demodulador de precisión (Figura 3.11).

Los valores del rectificador-demodulador de onda completa de precisión se tomaron de uno probado en [46].

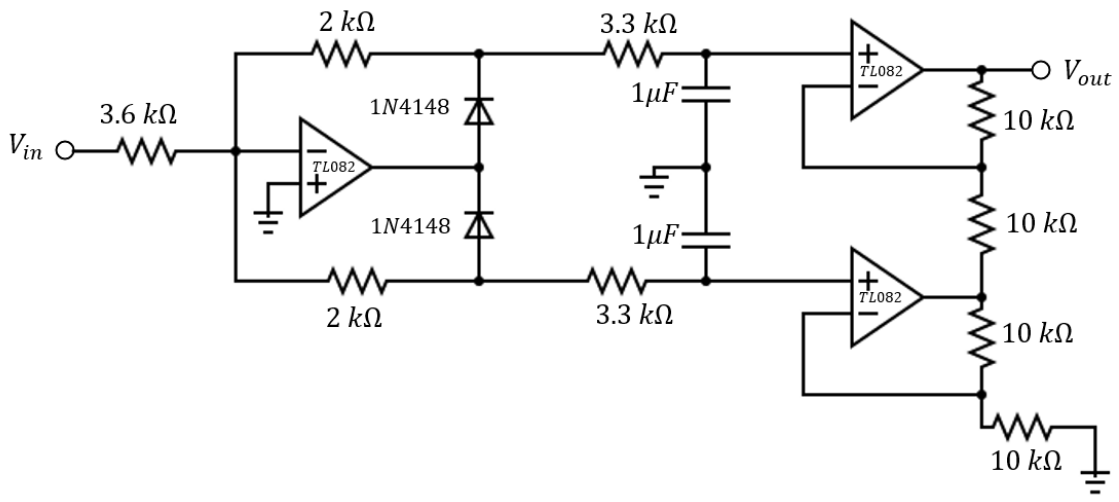


Figura 3.11: Rectificador-demodulador de onda completa de precisión con los valores correspondientes.

3.5. Conversión analógico-digital

Después del acondicionamiento de la señal, se procede con la conversión analógico-digital del voltaje.

Arduino Uno cuenta con un convertidor analógico-digital (ADC) de 10 bits, esto quiere decir que el voltaje mínimo que puede ser digitalizado, o su resolución, es de 4.88mV. Sin embargo, para esta aplicación no es suficiente, por lo que se busca uno con mayor número de bits.

Se seleccionó el ADS1115 porque es un ADC de 16 bits con amplificador de ganancia programable (PGA) integrado. Tiene una resolución de hasta 0.1875 mV por bit y puede programarse con la tarjeta de desarrollo Arduino Uno a través del protocolo I^2C. Asimismo, Arduino Uno proporciona la alimentación del dispositivo.

3.6. Procesamiento digital

Se puede dividir el procesamiento digital en dos partes: la primera es la conversión de las unidades del voltaje a milivolts y la segunda es la realización de operaciones aritméticas para

obtener el valor de la impedancia corporal. Esto se puede realizar en entornos de desarrollo como Arduino IDE y Matlab.

3.7. Presentación

La última etapa es una interfaz hombre-máquina (HMI). A través de ella, el operador puede ingresar la frecuencia de trabajo, visualizar el voltaje representado gráficamente y los valores de impedancia, así como interactuar con la gráfica.

Es posible desarrollar una en MATLAB App Designer, ya que es capaz de comunicarse con la tarjeta de desarrollo Arduino Uno para enviar y recibir datos.

En cada una de las cinco etapas del diseño del sistema de instrumentación electrónica para el sensor de impedancia eléctrica con acoplamiento capacitivo o FSR402, se seleccionaron y diseñaron los elementos necesarios de acuerdo con los requerimientos establecidos. En el siguiente capítulo se lleva a cabo su implementación.

Capítulo 4

Pruebas y resultados

Se presentan los principales resultados obtenidos después de la implementación del sistema de instrumentación. Asimismo, se lleva a cabo la caracterización del sistema y del sensor FSR402. Por último, se muestra la transición del sistema desarrollado a un dispositivo portátil.

4.1. Resultados

4.1.1. Señal de entrada

Como señal base se toma una senoidal de 10 kHz (ver Figura 4.1).

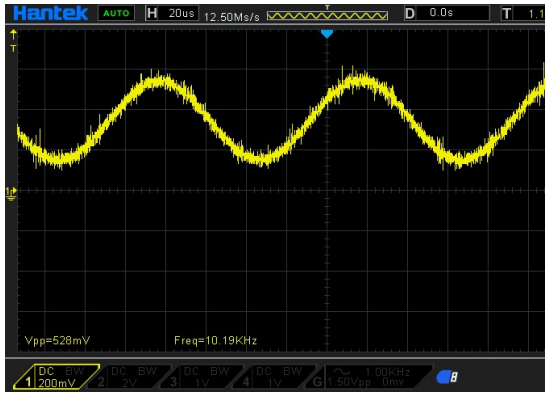


Figura 4.1: Señal base del generador de señales.

Esta señal tiene una amplitud de aproximadamente 528 mV, la cual se encuentra dentro del rango especificado en la hoja de datos.

4.1.2. Filtro activo pasa altas de primer orden en configuración Sallen-Key

4.1.2.1. Simulación

El diagrama de Bode obtenido se muestra en la Figura 4.2

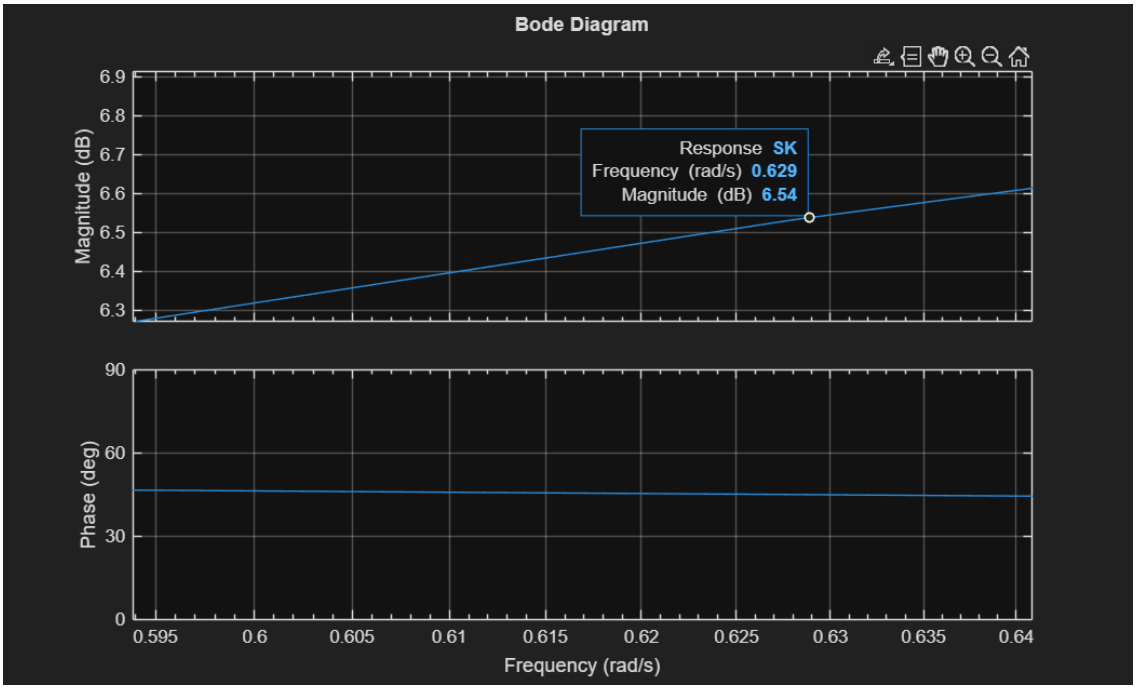


Figura 4.2: Simulación del filtro Sallen-Key.

Como se observa, la frecuencia de corte simulada es de 0.629 rad/s y la frecuencia de corte calculada es de 0.628 rad/s, lo que representa un error de 0.159 %.

4.1.2.2. Implementación

En un principio, se implementó el filtro con R_1 como una resistencia de 1kΩ y con R_2 como un potenciómetro de 10 kΩ, pero, como se muestra en la Figura 4.3, existían errores en la forma de la señal por la ganancia. La solución fue aumentar el orden de R_1 y R_2, de manera que tomaron los valores de 10 kΩ y 100 kΩ respectivamente.

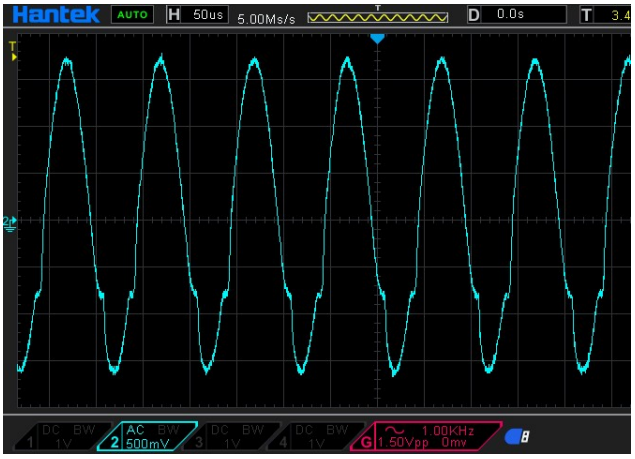


Figura 4.3: Señal con error en la ganancia del filtro.

El comportamiento real del filtro se muestra en la Figura 4.4.

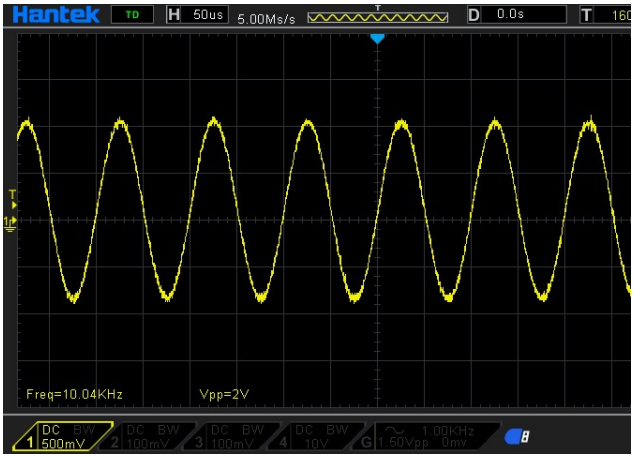


Figura 4.4: Señal filtrada por el filtro pasa altas de primer orden Sallen-Key.

Se observa que el voltaje de offset fue reducido de manera significativa. Sin embargo, aún existe un voltaje residual de aproximadamente 100 mV.

4.1.3. Filtro activo pasa altas de primer orden en configuración Retroalimentación-Múltiple

4.1.3.1. Simulación

El diagrama de Bode se muestra en la Figura 4.5.

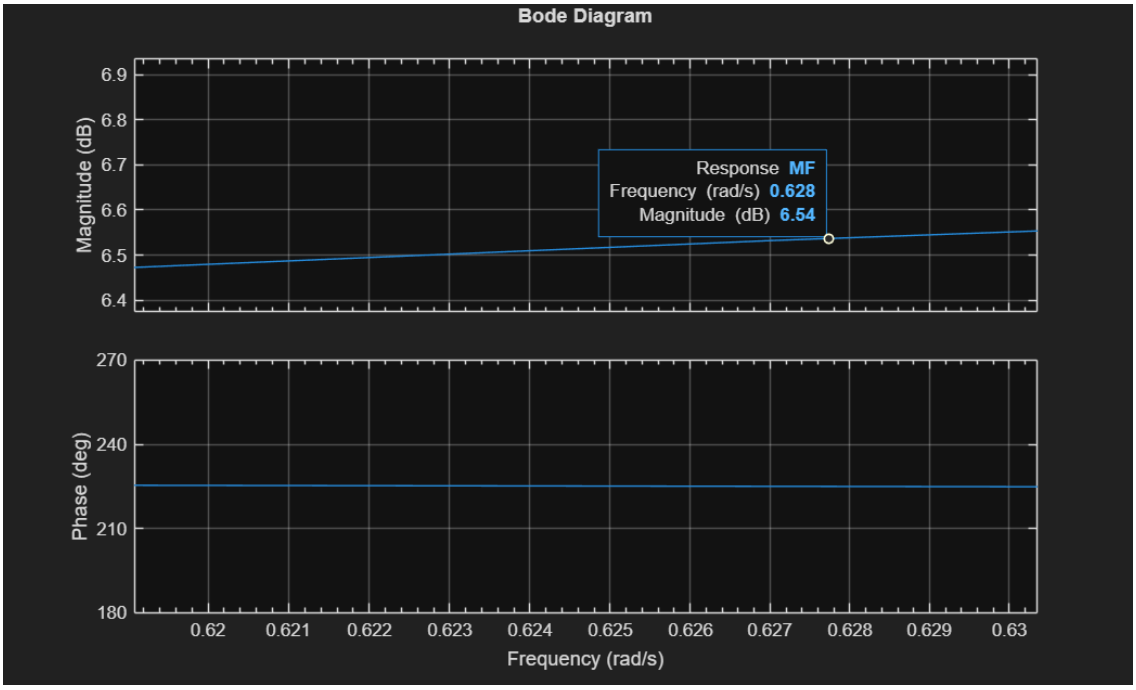


Figura 4.5: Simulación del filtro de Retroalimentación Múltiple.

Se puede afirmar que el valor de la frecuencia de corte simulada corresponde con exactitud con la frecuencia de corte calculada.

4.1.3.2. Implementación

El comportamiento real se muestra en la Figura 4.6.

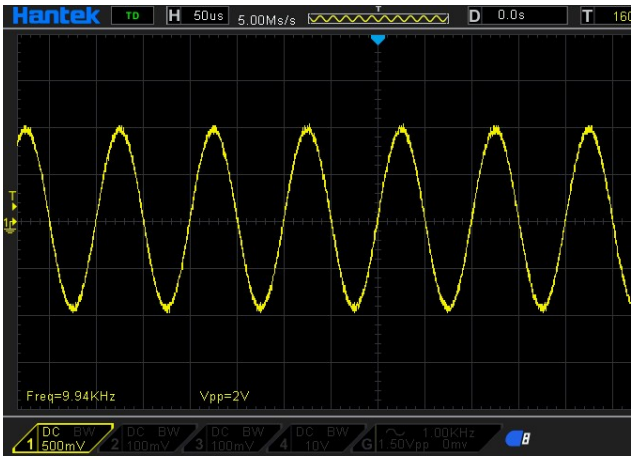


Figura 4.6: Señal filtrada con el filtro pasa altas de primer orden Retroalimentación Múltiple.

Tras el filtrado, el voltaje de offset es prácticamente nulo.

Con base en los resultados obtenidos tanto en la simulación como en la implementación, este filtro presentó un mejor desempeño, por lo que fue el que se seleccionó.

4.1.4. Amplificador de transimpedancia

En la Figura 4.7 se muestra el resultado de la implementación del amplificador de transimpedancia con un circuito RC conectado a la entrada inversora y una resistencia de retroalimentación de $3.3M\Omega$.

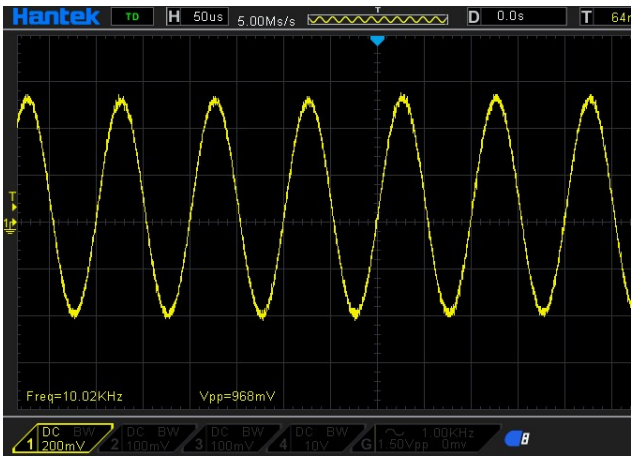


Figura 4.7: Señal del amplificador de transimpedancia con el circuito RC.

En la configuración en la que el sensor está conectado a la entrada inversora y el potenciómetro actúa como resistencia de retroalimentación, se determina el valor de este último probando diferentes valores de resistencia de retroalimentación. Las figuras 4.8 y 4.9 muestran ejemplos correspondientes a dos de los valores probados.

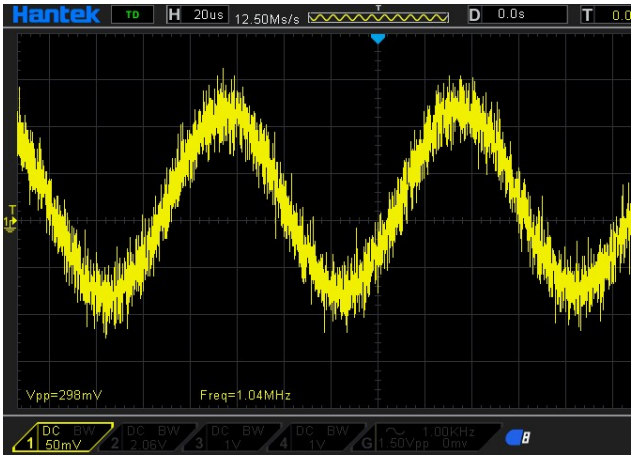


Figura 4.8: Señal del sensor con una resistencia de 330KΩ.

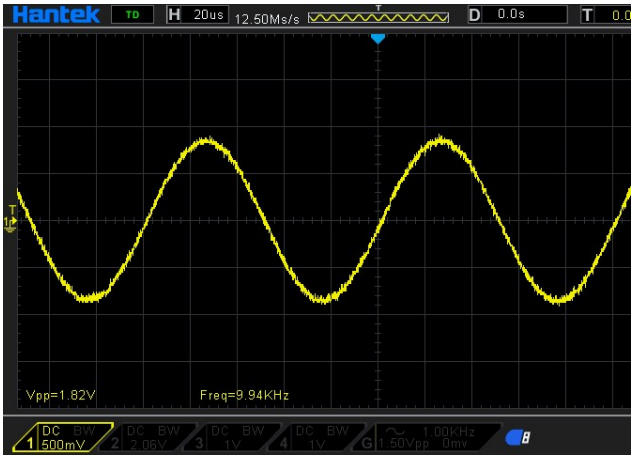


Figura 4.9: Señal del sensor con una resistencia de 3.3 MΩ.

Al aumentar la resistencia disminuye el ruido en la señal. En consecuencia, se optó por usar el potenciómetro de mayor valor comercial disponible que fue de $1M\Omega$.

Posteriormente, para obtener el valor de la corriente y la impedancia del sensor, se ajustó el potenciómetro y se midió tres veces su valor con un multímetro. Asimismo, se tomaron tres mediciones del voltaje de salida y tres del voltaje de entrada con un osciloscopio. La Figura

4.10 y 4.11 son ejemplos de éstas.

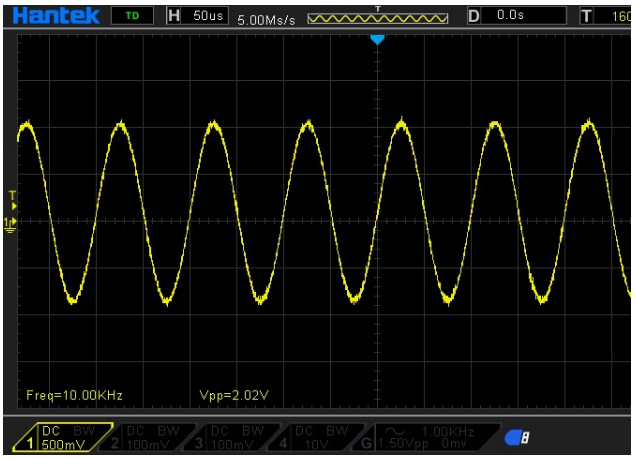


Figura 4.10: Señal de voltaje en V_{in}.

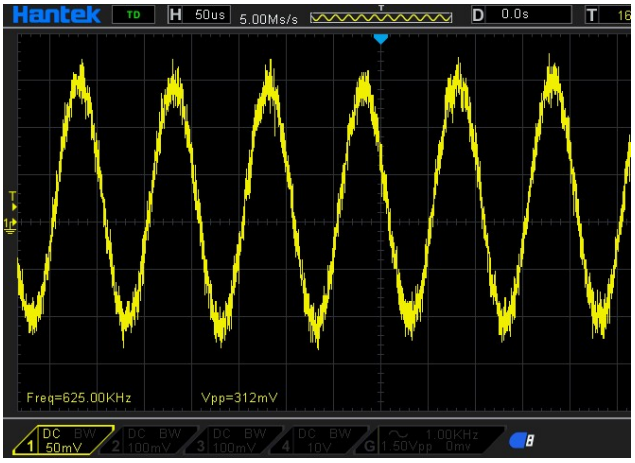


Figura 4.11: Señal de voltaje en V_{out}.

Los cálculos se llevaron a cabo utilizando los valores promedio obtenidos de las mediciones realizadas.

Como se indicó anteriormente, la corriente se calcula sustituyendo el valor de la resistencia de retroalimentación y el voltaje de salida en la ecuación 3.15.

$$I = \frac{318.667mV}{435.333k\Omega} = 0.732\mu A \tag{4.1}$$

Ahora, para el cálculo de la impedancia del sensor, el valor de la corriente y el del voltaje de

entrada se sustituyen en la ecuación 3.16:

$$Z_s = \frac{2V}{0.732\mu A} = 2.732M\Omega \tag{4.2}$$

4.1.5. Demodulador

El potenciómetro del filtro se ajustó hasta obtener la máxima amplitud posible tanto de la señal de entrada como de la de salida del demodulador, verificando con el osciloscopio que la señal de entrada no presentara deformaciones. Posteriormente se realizaron tres mediciones del voltaje de cada una para calcular el promedio y obtener un punto para graficar. Se fue disminuyendo gradualmente el valor del potenciómetro hasta completar la curva mostrada en la Figura 4.12.

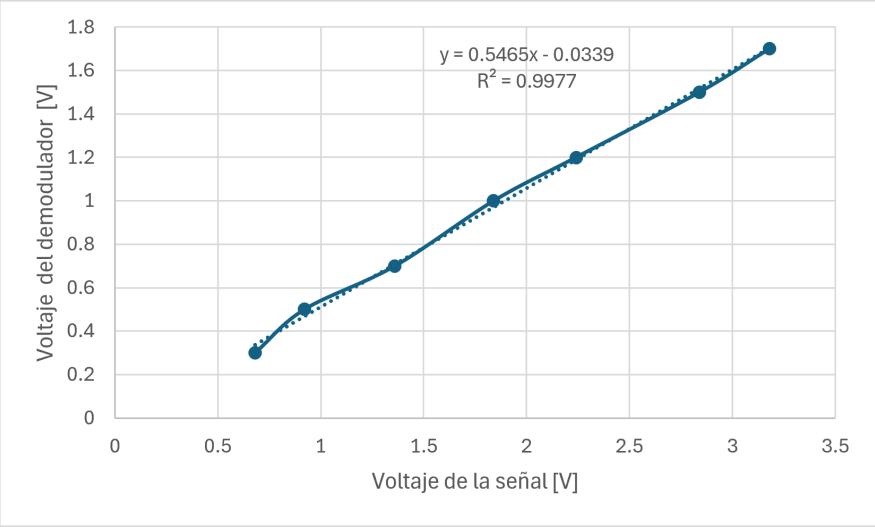


Figura 4.12: Curva de comportamiento del demodulador.

Como el valor del coeficiente de determinación es muy cercano a uno, se puede afirmar que esta curva se ajusta muy bien a los datos experimentales.

Existe una relación prácticamente lineal entre el voltaje de la señal y el voltaje del demodulador.

4.1.6. Conversión analógica a digital y procesamiento digital

El ADS1115 hace la conversión analógica-digital y envía los datos a Arduino Uno, donde se lleva a cabo el procesamiento necesario para la conversión de unidades. En la Figura 4.13 se despliegan algunos de los valores de voltaje en el monitor serial de Arduino IDE.

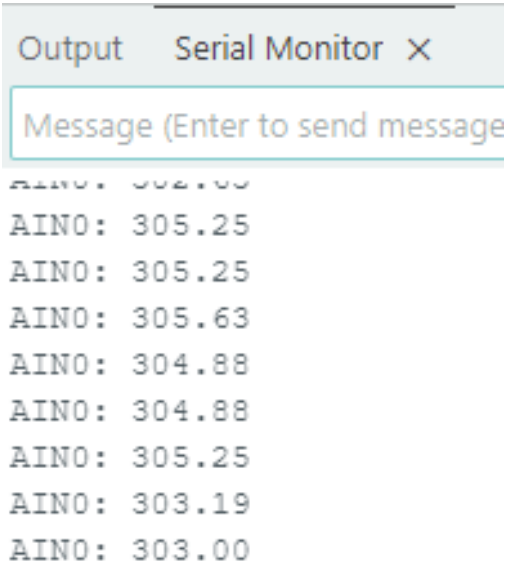


Figura 4.13: Despliegue de valores en el monitor serial de Arduino IDE.

Al establecer la comunicación entre Arduino y MATLAB, se transmitieron los datos de voltaje en mV para procesarlos nuevamente y obtener el cociente entre estos datos y la corriente, que corresponde a la impedancia corporal (Figura 4.14).



Figura 4.14: Ejemplo de un valor de impedancia mostrado.

4.1.7. Presentación

Una visión general de la interfaz creada con Matlab App Designer se muestra en la Figura 4.15.

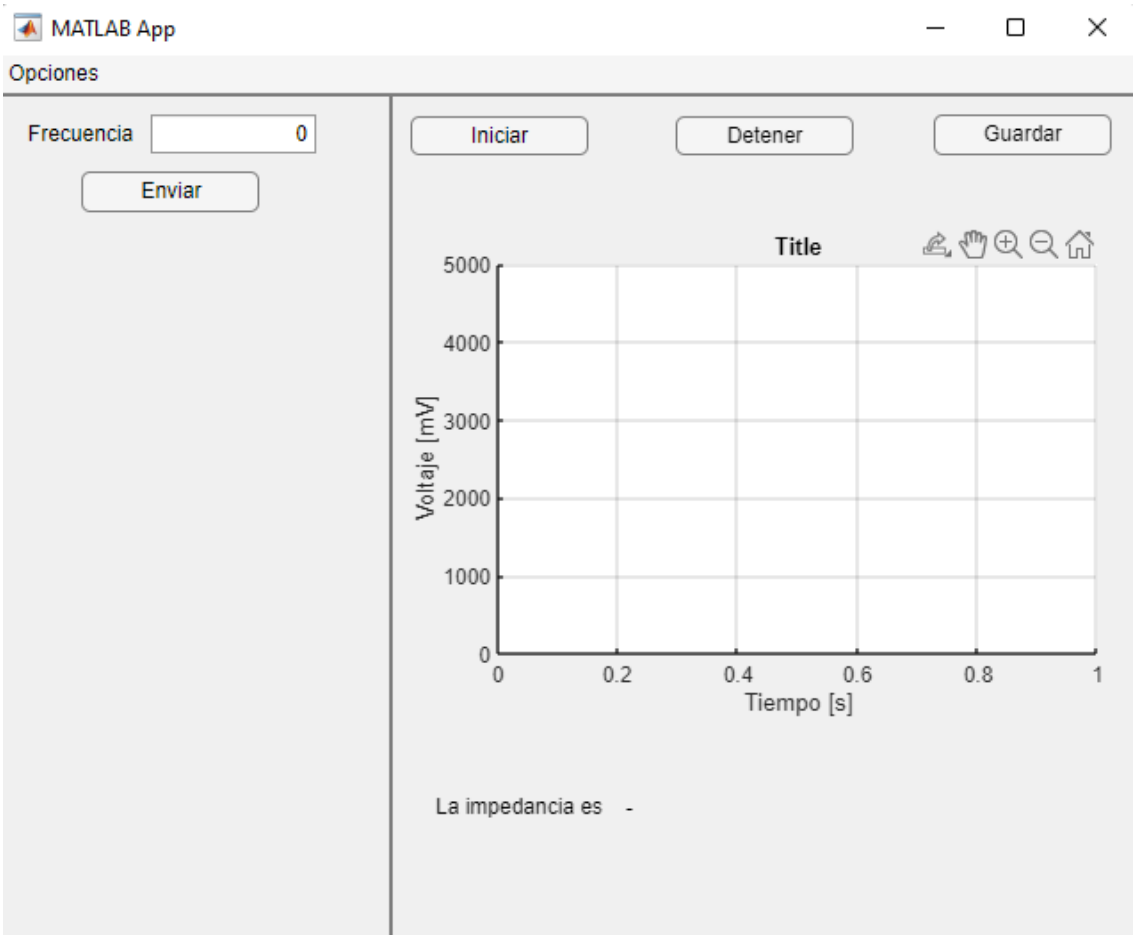


Figura 4.15: Interfaz gráfica en MATLAB App Designer.

Está compuesta por:

- Opciones. Se ubica en la esquina superior izquierda e incluye las funciones de conectar y desconectar el dispositivo. La función de conectar permite seleccionar el puerto y la velocidad de transmisión de datos.
- Frecuencia. Se posiciona en la parte izquierda y permite configurar el valor de la frecuencia del dispositivo. Algunos ejemplos se muestran en las Figuras 4.16, 4.17, 4.18, 4.19, 4.20 y 4.21.

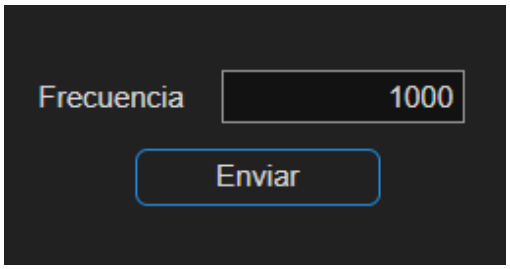


Figura 4.16: Frecuencia de 1 kHz ingresada por el usuario.

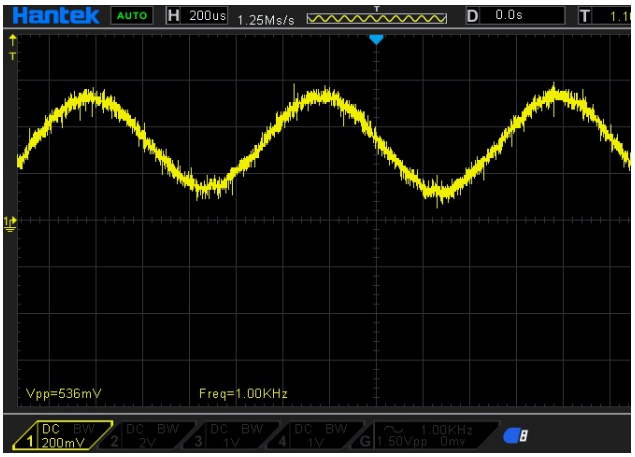


Figura 4.17: Señal del generador con frecuencia de 1 kHz.

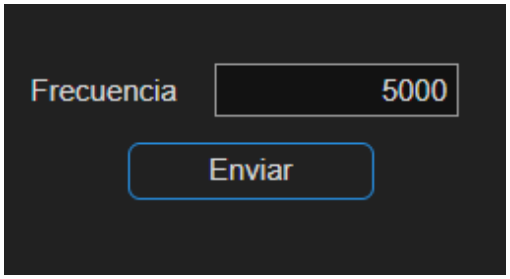


Figura 4.18: Frecuencia de 5 kHz ingresada por el usuario.

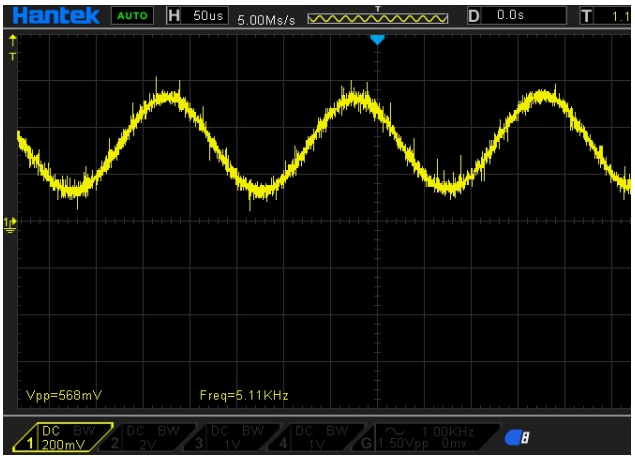


Figura 4.19: Señal del generador con frecuencia de 5 kHz.

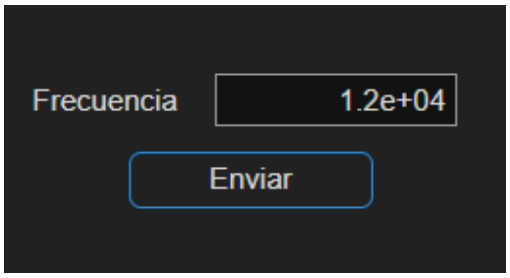


Figura 4.20: Frecuencia de 12 kHz ingresada por el usuario.

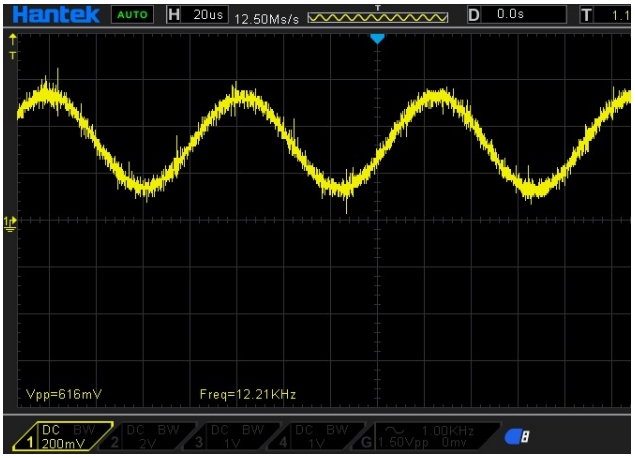


Figura 4.21: Señal del generador con frecuencia de 12 kHz.

- Gráfica. Abarca la parte derecha superior y central. Esta sección permite visualizar una gráfica de voltaje contra tiempo. Además, cuenta con botones para iniciarla, detenerla o guardarla como imagen y exportar los datos en un archivo de Excel.

- Impedancia corporal. Ubicada en la parte derecha inferior, muestra el valor calculado en tiempo real.

4.2. Caracterización

4.2.1. Caracterización del sistema de instrumentación

4.2.1.1. Calibración

Como se ha visto, para el caso donde el sensor se coloca en la entrada inversora, el valor de la resistencia de retroalimentación es un potenciómetro de $1M\Omega$. Con el valor fijo del potenciómetro, se cambia el sensor por resistencias de diferentes valores conocidos para obtener los puntos de la curva de calibración (ver Figura 4.22). La calibración del sistema de instrumentación es necesaria para garantizar mediciones fiables.

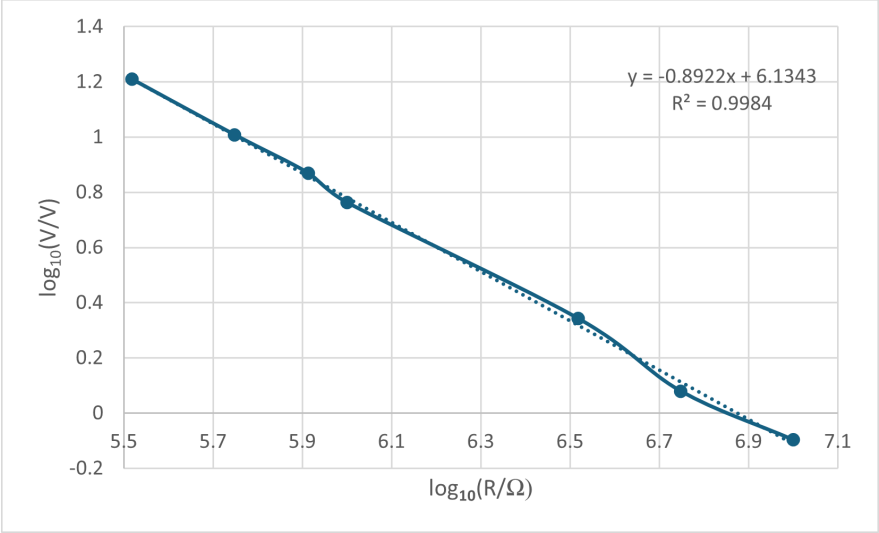


Figura 4.22: Curva de calibración del sist6de instrumentación desarrollado.

Debido a que el valor del coeficiente de determinación es muy cercano a uno, se puede afirmar que esta curva se ajusta muy bien a los datos experimentales.

4.2.1.2. Sensibilidad

De la curva de calibración se puede obtener el valor de la sensibilidad, la cual equivale al valor de la pendiente. Otra manera de evaluarla es por medio de una prueba que consiste en presionar con distinta fuerza el sensor y liberarlo rápidamente, aproximadamente una vez por segundo, registrando su respuesta en la gráfica de la Figura 4.23.

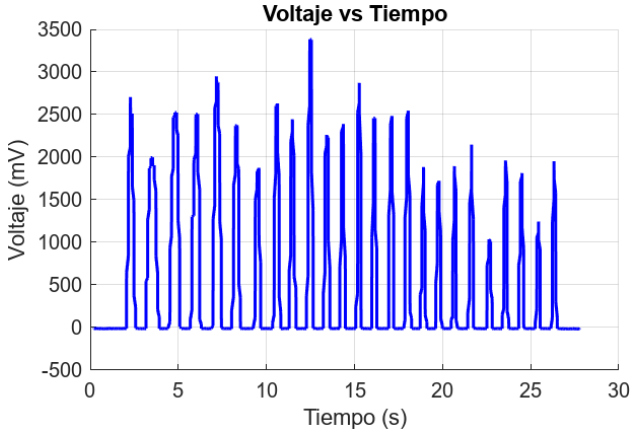


Figura 4.23: Gráfica de sensibilidad.

Con esta prueba se puede afirmar que el voltaje varía de manera proporcional con la fuerza ejercida. Para comprobarlo, se presiona el sensor por determinado tiempo y se repite con mayor fuerza hasta llegar al punto máximo. Ahí se va reduciendo la fuerza paulatinamente durante el mismo tiempo. Como resultado se obtiene la gráfica que se muestra en la figura 4.24.

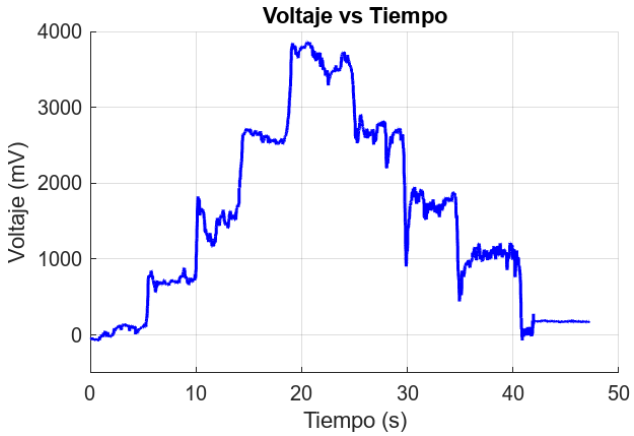


Figura 4.24: Gráfica de la respuesta del voltaje ante variaciones de fuerza.

4.2.1.3. Repetibilidad

Parámetros como la media, la desviación estándar y el coeficiente de variación, permiten analizar la repetibilidad de las mediciones hechas por un sistema de instrumentación.

Para obtener estos parámetros a partir de las mediciones de impedancia, se busca un valor de frecuencia en donde exista un segmento de la gráfica de voltaje contra tiempo con estabilidad y se hace la conversión de voltaje a impedancia.

En la frecuencia de 1kHz, $Z = (614342.31 \pm 2583.283)\Omega$ y tiene un coeficiente de variación de $0.42\,\%$.

4.2.2. Caracterización del sensor

Se realiza la caracterización de la respuesta en frecuencia del sensor mediante la técnica de Espectroscopia de Impedancia Eléctrica utilizando el sistema de instrumentación desarrollado, y los resultados se comparan con los proporcionados por un equipo de referencia ZM2376 LCR meter.

Para realizar la técnica con el sistema de instrumentación se siguieron los pasos a continuación:

1. Seleccionar una frecuencia dentro del rango determinado
2. Dejar que se estabilice la gráfica de voltaje contra tiempo.
3. Guardar los datos y la imagen de la gráfica
4. Tomar los valores de un intervalo para obtener el voltaje promedio
5. Hacer la conversión a impedancia con la corriente del sistema que se determinó
6. Realizar una gráfica de frecuencia contra impedancia

El rango, en este caso, está entre 100 Hz, por ser dos órdenes de magnitud por encima de la frecuencia de corte, y 30 kHz, que corresponde a la frecuencia máxima donde el generador de señales brinda la señal correctamente.

La respuesta ideal del sistema es la que se obtiene de realizar la técnica con un circuito RC en paralelo conectado a la entrada inversora del amplificador de transimpedancia (Figura 4.25).

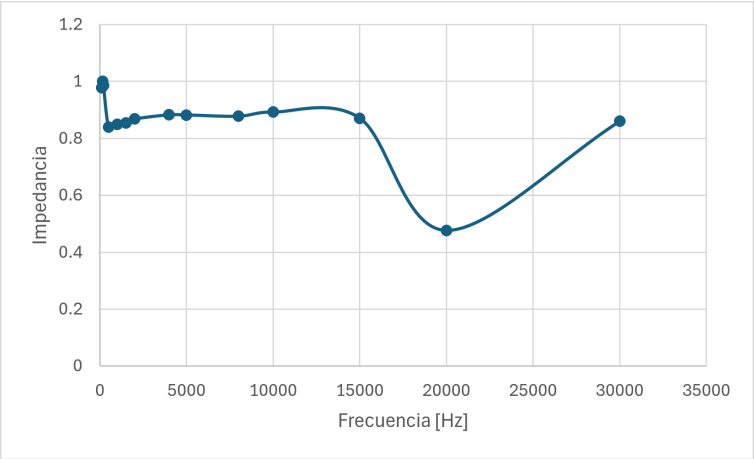


Figura 4.25: Gráfica de valores normalizados obtenidos con la técnica de Espectroscopia de Impedancia Eléctrica realizada con el circuito RC en el sistema desarrollado.

Para la caracterización del sensor con el sistema, se conecta éste a la entrada inversora del amplificador de transimpedancia y se ejerce una fuerza constante sobre él, con lo cual de obtiene la gráfica mostrada en la Figura 4.26.

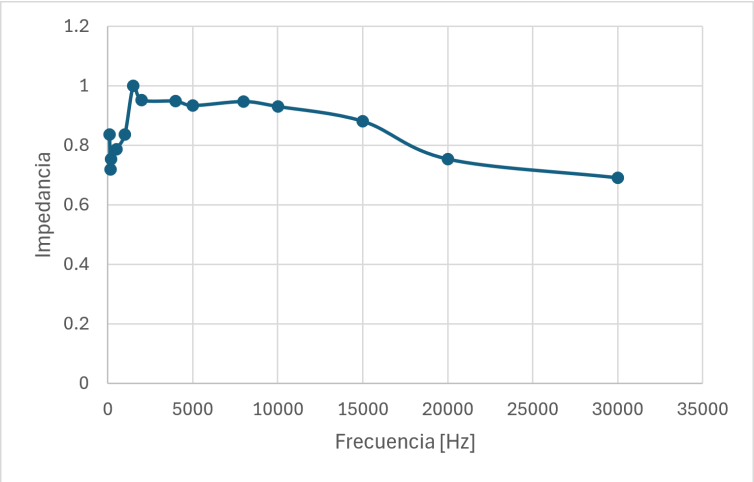


Figura 4.26: Gráfica de valores normalizados obtenidos con la técnica de Espectroscopia de Impedancia Eléctrica realizada con el sensor en el sistema desarrollado.

La caracterización del sensor con el equipo mencionado, se lleva a cabo sin aplicar fuerza,

obteniendo la gráfica que se muestra en la Figura 4.27.

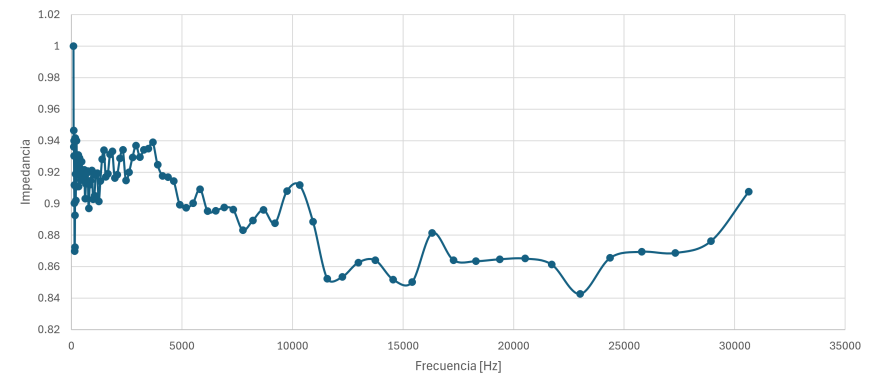


Figura 4.27: Gráfica de valores normalizados obtenidos con la técnica de Espectroscopia de Impedancia Eléctrica realizada con el equipo ZM2376 LCR meter.

4.3. Dispositivo portátil

Para pasar del circuito montado en una protoboard al dispositivo portátil, se requiere de una etapa intermedia que es realizar un prototipo (Figura 4.38). Este prototipo es necesario para verificar las conexiones y la disposición de los componentes. Para ello, se diseñó una placa de circuito impreso (PCB) que se fabricó con una máquina CNC.

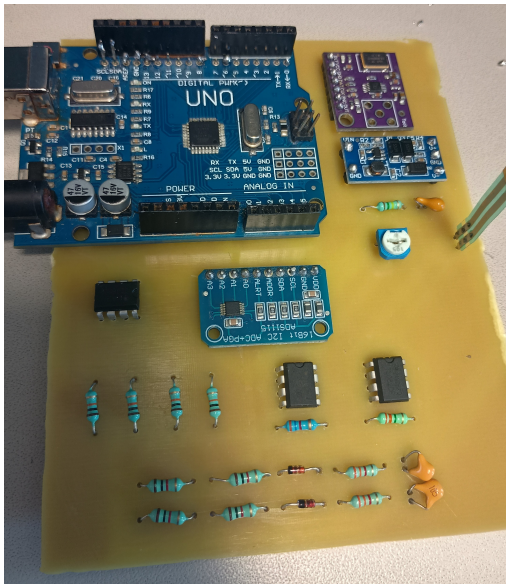


Figura 4.28: Prototipo del dispositivo.

Fue necesario realizar modificaciones en cuanto al tamaño de los capacitores y de la tarjeta Arduino Uno. El nuevo diseño se mandó a hacer de manera profesional y así se obtuvo el dispositivo final que se muestra en la Figura 4.29.

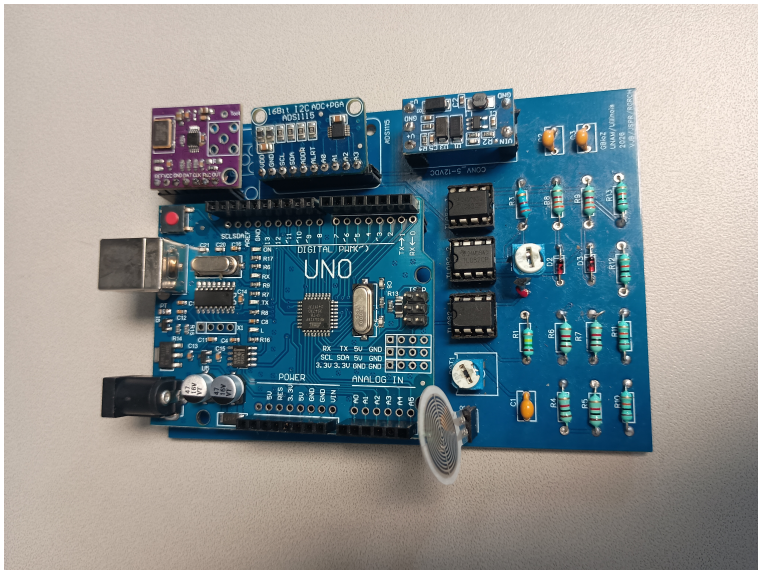


Figura 4.29: Dispositivo final.

En este capítulo se presentaron los resultados obtenidos en cada etapa para su análisis. También se realizó la caracterización del sistema por medio de la curva de calibración, la sensibilidad y la repetibilidad y la caracterización del sensor por medio de la técnica de Espectroscopia de Impedancia Eléctrica. Al terminar con las pruebas, el sistema se integró como un dispositivo portátil.

Capítulo 5

Conclusiones y trabajo a futuro

En este trabajo se abordaron los dispositivos basados en bioimpedancia para realizar mediciones del cuerpo humano, a través del desarrollo de uno con la incorporación de un sensor de impedancia eléctrica con acoplamiento capacitivo. La medición de la impedancia eléctrica del cuerpo humano se llevó a cabo considerando una corriente constante, tomando las variaciones de voltaje y relacionándolas por medio de la Ley de Ohm.

El trabajo propone la sustitución de los electrodos de contacto por sensores con aislamiento como el FSR402. En este sentido, se presenta una instrumentación simple y accesible para encontrar una solución ante el problema que representa que la corriente pase por el cuerpo humano sin protección.

Con respecto a los resultados, como se esperaba, el voltaje que entrega el sistema varía de manera proporcional a la fuerza que se ejerce.

La pendiente de la curva de calibración es de -0.892, donde el signo negativo indica que el voltaje disminuye conforme aumenta la resistencia y el valor absoluto corresponde a la sensibilidad del sistema.

La desviación estándar mostró que las mediciones realizadas, bajo las mismas condiciones, son similares entre sí, lo cual es un indicador favorable de repetibilidad.

Por otra parte, para realizar una justa comparación entre las gráficas de la técnica de Espectroscopia de Impedancia Eléctrica, es importante tener en consideración que la gráfica de la técnica realizada por el equipo base tiene dos diferencias principales respecto a las realiza-

das por el dispositivo desarrollado: la primera es que la medición del equipo fue realizada con el sensor sin ninguna fuerza y la segunda es que hay una variación significativa en la cantidad de puntos obtenidos entre ellas. Con ello, se puede afirmar que las gráficas son parecidas en cuanto a su forma.

Se busca que este trabajo pueda ser un referente para líneas de investigación con un enfoque orientado a la transición de los electrodos convencionales a sensores con aislante. Aún existen aspectos que mejorar del dispositivo, en particular en torno a la deformación de la señal en algunos valores de ganancia y en frecuencias altas.

Referencias

[1] P. Grasland-Mongrain and C. Lafon. Review on biomedical techniques for imaging electrical impedance. *IRBM*, 39(4):243–250, 2018. ISSN 1959-0318. doi: https://doi.org/10.1016/j.irbm.2018.06.001. URL https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1959031818300885.

[2] Yolocuauhtli Salazar Muñoz. *Caracterización de tejidos cardíacos mediante métodos mínimamente invasivos y no invasivos basados en espectroscopia de impedancia eléctrica*. Tesis doctoral, Universitat Politècnica de Catalunya, Barcelona, España, 2004. URL https://hdl.handle.net/2117/93499.

[3] Roberto Giovanni Ramírez Chavarría. *Sistema de Medición Multifrecuencia de Impedancia Eléctrica en Tejidos Biológicos*. Tesis doctoral, Universidad Nacional Autónoma de México, Ciudad de México, México, 2019. URL https://tesiunamdocumentos.dgb.unam.mx/ptd2019/enero/0784326/Index.html.

[4] Sverre Grimnes and Ørjan G. Martinsen. *Bioimpedance and Bioelectricity Basics*. Academic Press, Amsterdam, 3 edition, 2015. ISBN 9780124114708.

[5] Isabel Morales, Rafael González-Landaeta, and Franco Simini. Force sensing resistors used as plantar impedance plethysmography electrodes. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 71:4005408, 2022. doi: 10.1109/TIM.2022.3142871.

[6] Yves M. Dupertuis, W. Jimaja, C. Beardsley Levoy, and L. Genton. Bioelectrical impedance analysis instruments: how do they differ, what do we need for clinical assessment? *Current Opinion in Clinical Nutrition and Metabolic Care*, 28(5):379–387, 2025. doi: 10.1097/MCO.0000000000001142. URL https://doi.org/10.1097/MCO.0000000000001142.

[7] Jonathan P. Bennett, Yong En Liu, Nisa N. Kelly, Brandon K. Quon, Michael C. Wong, Cassidy McCarthy, Steven B. Heymsfield, and John A. Shepherd. Next-generation smart

watches to estimate whole-body composition using bioimpedance analysis: accuracy and precision in a diverse, multiethnic sample. *The American Journal of Clinical Nutrition*, 116(5):1418–1429, 2022. ISSN 0002-9165. doi: 10.1093/ajcn/nqac200. URL https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0002916523036663.

[8] Samsung Electronics Co., Ltd. Mide los índices de tu cuerpo con la serie galaxy watch 4, sep 2025. URL https://www.samsung.com/latin/support/mobile-devices/measure-your-body-composition-with-the-galaxy-watch4-series/. Consultado el 24 de septiembre de 2026.

[9] C. F. Brandner, G. M. Tinsley, and A. J. Graybeal. Smartwatch-based bioimpedance analysis for body composition estimation: precision and agreement with a 4-compartment model. *Applied Physiology, Nutrition, and Metabolism*, 48(2):172–182, 2023. doi: 10.1139/apnm-2022-0301. URL https://doi.org/10.1139/apnm-2022-0301.

[10] *MC-780 Body Composition Analyzer: Instruction Manual*. Tanita Corporation, n.d. URL https://www.manuales.mx/tanita/mc-780/manual. Consultado el 1 de agosto de 2026. Disponible en Manuales.mx.

[11] Suministros Médicos JMEDIS, S.L. Tanita mc-780ma, n.d. URL https://suministrosmedicosjmedis.com/producto/tanita-mc-780ma/. Consultado el 24 de septiembre de 2026.

[12] International Electrotechnical Commission. Capacitive coupling (iev 614-04-01), 2016. URL https://www.electropedia.org/iev/iev.nsf/display?ievref=614-04-01&openform=. International Electrotechnical Vocabulary (IEC 60050). Consultado el 29 de julio de 2026.

[13] Weiming Li, Maomao Zhang, Yanyan Shi, Yandan Jiang, Manuchehr Soleimani, Haifeng Ji, and Baoliang Wang. A high-sensitivity four-layer capacitively coupled electrical impedance tomography sensor for brain stroke monitoring. *Measurement*, 252:117385, 2025. ISSN 0263-2241. doi: https://doi.org/10.1016/j.measurement.2025.117385. URL https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0263224125007444.

[14] P. Redondo del Río and B. De Mateo Silleras. Implicaciones del análisis de bioimpedancia y del ángulo de fase en la valoración nutricional del paciente con demencia. *Nutrición Clínica y Medicina*, 18(2):101–112, 2024.

[15] Ayush Mehra, Brooke E. Starkoff, and Brett S. Nickerson. The evolution of bioimpedance analysis: From traditional methods to wearable technology. *Nutrition*, 129:112601, 2025.

ISSN 0899-9007. doi: 10.1016/j.nut.2024.112601. URL https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0899900724002508.

[16] Clara-Helena González-Correa and Julio-César Caicedo-Eraso. Looking for optimum ecg electrodes for bioelectrical impedance analysis (bia). the need for evaluation. *Nutrición Hospitalaria*, 35(1), 2018. ISSN 0212-1611. URL https://scielo.isciii.es/scielo.php?pid=S0212-16112018000100110&script=sci_arttext.

[17] Kaan Sel, Seyed Ali Ghazi Asgar, Deen Osman, Peiyun Wu, and Roozbeh Jafari. Wearable bioimpedance sensor characterization for blood flow monitoring. In *2023 IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference (BioCAS)*, pages 1–5, 2023. doi: 10.1109/BioCAS58349.2023.10388901.

[18] J. R. Alvero-Cruz, L. Correas Gómez, M. Ronconi, R. Fernández Vázquez, and J. Porta i Manzañido. La bioimpedancia eléctrica como método de estimación de la composición corporal, normas prácticas de utilización. *Revista Andaluza de Medicina del Deporte*, 4 (4):167–174, 2011. URL https://www.elsevier.es/es-revista-revista-andaluza-medicina-del-deporte-284-articulo-labioimpedancia-electrica-como-metodo-X1888754611937896.

[19] Franco Simini and Pedro Bertemes-Filho, editors. *Bioimpedance in Biomedical Applications and Research*. Springer, Cham, 2018. ISBN 9783319743882. doi: 10.1007/978-3-319-74388-2.

[20] Lidyce Quesada Leyva, Cira Cecilia León Ramentol, José Betancourt Bethencourt, and Elizabet Nicolau Pestana. Elementos teóricos y prácticos sobre la bioimpedancia eléctrica en salud. *Archivo Médico Camagüey*, 20(5):565–578, 2016. URL http://scielo.sld.cu/scielo.php?script=sci_arttext&pid=S1025-02552016000500014.

[21] D. Bellido Guerrero, J. Carreira Arias, V. Bellido Castañeda, A. Soto González, and J. M. García Almeida. Análisis de la composición corporal por impedancia bioeléctrica: modalidades y aplicaciones clínicas. *Nutrición Clínica en Medicina*, 5(2):64–79, 2011.

[22] J. M. López Gómez. Evolución y aplicaciones de la bioimpedancia en el manejo de la enfermedad renal crónica. *Nefrología*, 31(6):630–634, 2011. doi: 10.3265/Nefrologia.pre2011.Oct.11015. URL https://revistanefrologia.com/es-evolucion-aplicaciones-bioimpedancia-el-manejo-enfermedad-renal-cronica-articulo-X0211699511000301.

[23] Vivian H. Heyward. *Evaluación de la aptitud física y prescripción del ejercicio*. Editorial Médica Panamericana, 5 edition, 2008. ISBN 9788479038694.

[24] Ferran Domínguez Gros and Jordi Solé Casals. *Descripción de un sistema de instrumentación*. PID_00257323. FUOC, Barcelona, España, 3 edition, 2019. URL https://openaccess.uoc.edu/server/api/core/bitstreams/59e00b7d-fd29-4b3b-9730-2c9723777390/content. Material docente de la Universitat Oberta de Catalunya. Consultado el 29 de julio de 2026.

[25] Edgardo Adrián Franco Martínez. Introducción a la instrumentación electrónica. Diapositivas del curso de Instrumentación, ESCOM-IPN, 2017. URL https://docencia.eafranco.com/materiales/instrumentacion/02/Diapositivas02.pdf. Consultado el 29 de julio de 2026.

[26] Roberto Giovanni Ramirez Chavarría. Conceptos básicos sobre medición e instrumentación. Diapositivas de clase, Universidad Nacional Autónoma de México, 2022.

[27] Enrique Mandado Pérez. *Instrumentación Electrónica*. Marcombo, 1995. ISBN 9788426710116.

[28] Mercedes Granda Miguel and Elena Mediavilla Bolado. *Instrumentación Electrónica: Transductores y Acondicionadores de Señal*. Number 15 in Textos Universitarios. Universidad de Cantabria, España, 2003. ISBN 9788481023435.

[29] Thomas L. Floyd. *Dispositivos electrónicos*. Pearson Educación, México, 8 edition, 2008. ISBN 9789702611936.

[30] Robert L. Boylestad and Louis Nashelsky. *Electrónica: Teoría de Circuitos y Dispositivos Electrónicos*. Pearson Educación, México, 10 edition, 2009. ISBN 9786074422924.

[31] Antonio Pertence Junior. *Amplificadores operacionales y filtros activos: teoría, proyectos y aplicaciones prácticas*. McGraw-Hill, Madrid, 1991.

[32] Paul B. Zbar, Albert Paul Malvino, and Michael A. Miller. *Prácticas de Electrónica*. Alfaomega, Mexico, 7 edition, 2001. ISBN 9701506766.

[33] Charles A. Schuler. *Electrónica, principios y aplicaciones*. Editorial Reverté, Barcelona, 2021. ISBN 9788429190311.

[34] Eliseo Díaz. Apuntes de circuitos integrados analógicos, 2024. Apuntes de curso, Universidad Nacional Autónoma de México.

[35] Sergio Eberlein and Osvaldo Vázquez. Filtros activos, 2020. URL https://www.fceia.unr.edu.ar/dce2/Files/Apuntes_2017/FILTROS%20ACTIVOS%20-%20Notas%20de%20Clase%20(v-2020-1).pdf. Consultado el 8 de mayo de 2026.

[36] Rafael Pindado Rico. *Electrónica analógica integrada: Introducción al diseño mediante problemas*. Marcombo Boixareu Editores, Barcelona, España, 1997. ISBN 84-267-1108-1.

[37] Robert F. Coughlin and Frederick F. Driscoll. *Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales*. Prentice-Hall Hispanoamericana, México, 4 edition, 1993. ISBN 968-880-284-0.

[38] HyperPhysics. Operational amplifier varieties. URL https://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/hbasees/Electronic/opampvar2.html. Consultado el 25 de mayo de 2026.

[39] Ramjar. Archivo: Transimpedancia.png. Wikimedia Commons, jan 2016. URL https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Transimpedancia.png. Consultado el 24 de septiembre de 2026.

[40] J. N. Sánchez. Amplificador operacional, 2014. URL https://blog.utp.edu.co/jnsanchez/files/2014/02/Amplificadores-operacionales.pdf. Consultado el 8 de mayo de 2026.

[41] Roberto Giovanni Ramírez Chavarría. Circuito rectificador de precisi´on y detector rms, 2026. Material, Universidad Nacional Autónoma de México.

[42] Francisco Vázquez Gallego. Conversión analógico-digital, 2020. URL https://openaccess.uoc.edu/server/api/core/bitstreams/29e6d5dd-276e-47d0-9d08-2527292a7e39/content. PID_00247318. Consultado el 29 de julio de 2026.

[43] Instituto Politécnico Nacional. Sistemas digitales: 5.3. convertidores analógico-digital (cad). Unidad Profesional Interdisciplinaria de Ingeniería y Ciencias Sociales y Administrativas (UPIICSA), 2023. URL https://www.sites.upiicsa.ipn.mx/uteycv/sistemas_digitales/unidad5_3.html. Recurso didáctico digital.

[44] Leonel Paredes-Madrid, Arnaldo Matute, Jorge O. Bareño, Carlos A. Parra Vargas, and Elkin I. Gutierrez Velásquez. Underlying physics of conductive polymer composites and force sensing resistors (fsrs). a study on creep response and dynamic loading. *Materials*, 10(11):1334, 2017. doi: 10.3390/ma10111334. URL https://www.mdpi.com/1996-1944/10/11/1334.

[45] Interlink Electronics. FSR Integration Guide. https://uelectronics.com/wp-content/uploads/2020/11/FSR-Integration_Datasheet.pdf. Consultado el 24 de septiembre de 2026.

[46] Daniel Alberto Arcos Santiago. Medición de variables fisiológicas por bioimpedancia eléctrica. Tesis de maestría, Universidad Nacional Autónoma de México, México, D. F., sep 2022. URL https://tesiunamdocumentos.dgb.unam.mx/ptd2022/septiembre/0830554/Index.html.