

**DESARROLLO DE PROTOTIPO DE TARJETA DE ADQUISICIÓN DE BAJO  
COSTO PARA LA ADQUISICIÓN DE SEÑALES FISIOLÓGICAS**

MAICOL HARBEY RODRIGUEZ JIMENEZ  
JUAN CAMILO CORREDOR DUQUE

REALIZADO CON LA ASESORÍA DE:

OSCAR MAURICIO ARIAS BALLEEN

MAURICIO BONILLA

UNIVERSIDAD EL BOSQUE  
FACULTAD DE INGENIERÍA  
PROGRAMA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA

MAYO, 2024

UNIVERSIDAD EL BOSQUE  
FACULTAD DE INGENIERÍA  
PROGRAMA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA

ÁREA DE ÉNFASIS: EQUIPOS MÉDICOS

**DESARROLLO DE PROTOTIPO DE TARJETA DE ADQUISICIÓN DE BAJO  
COSTO PARA LA ADQUISICIÓN DE SEÑALES FISIOLÓGICAS**

MAICOL HARBEY RODRIGUEZ JIMENEZ  
JUAN CAMILO CORREDOR DUQUE

REALIZADO CON LA ASESORÍA DE:  
OSCAR MAURICIO ARIAS BALLEEN  
MAURICIO BONILLA

Página de Aprobación. Inclusión de Acta de grado.

## **NOTA DE SALVEDAD**

Según el artículo 37 del 14 de diciembre de 1989 del acuerdo 017, “La Universidad El Bosque, no se hace responsable de los conceptos emitidos por los investigadores en su trabajo, solo velará por el rigor científico, metodológico y ético del mismo en aras de la búsqueda de la verdad y la justicia”.

## **DEDICATORIA**

Este proyecto de grado lo queremos dedicar a nuestras familias que han sido un apoyo incondicional, también a nuestros profesores que han sido parte fundamental a lo largo de estos años dándonos el conocimiento para poder completar este logro.

## **AGRADECIMIENTOS**

Este proyecto de grado es el producto de mucho esfuerzo, dedicación y aprendizaje. Por ello queremos agradecer a todas aquellas personas que han sido fundamentales en este recorrido: A nuestros padres por el apoyo incondicional, por sus constantes palabras de aliento que han sido una guía en cada paso que hemos dado y este logro también les pertenece a nuestros profesores, cuyo conocimiento y orientación han sido fundamentales en todo este proceso académico, a nuestros amigos y compañeros por hacer parte con horas de estudio, risas y apoyo. A nuestro director Óscar Mauricio Arias Ballén y codirector de tesis por su guía y consejos en este proyecto.

## RESUMEN

Este proyecto de grado se centró en el análisis, diseño y desarrollo de un prototipo de una tarjeta de adquisición de señales fisiológicas de bajo costo que cuenta con cuatro canales. Porque, aunque la adquisición de señales fisiológicas, como la actividad cardiaca y cerebral, es esencial para comprender y monitorear la salud de las personas, los obstáculos financieros impiden el acceso a muchas de estas tecnologías.

Con este proyecto se busca superar estas limitaciones obteniendo el prototipo de una tarjeta de bajo costo que mantenga la calidad y precisión de los datos. Teniendo como objetivo que se pueda usar en muchas investigaciones principalmente en el laboratorio de psicología de la Universidad del Bosque.

A lo largo de este documento se abarca el proceso de desarrollo desde la problemática, su respectivo análisis, diseño con la selección de componentes y evaluando su desempeño con otra tarjeta que se encuentra en el mercado.

Con este proyecto se contribuyó con el avance tecnológico en el ámbito de la medicina e investigación haciendo posible nuevas oportunidades para la adquisición de señales fisiológicas donde las limitaciones económicas no lo permiten.

*Palabras Clave:* Electrocardiograma, electroencefalograma, electromiograma, tarjeta de adquisición de señales, equipo médico.

## ABSTRACT

This graduation project focused on the analysis, design, and development of a prototype for a low-cost physiological signal acquisition card with four channels. Despite the essential nature of acquiring physiological signals, such as cardiac and brain activity, for understanding and monitoring people's health, financial barriers hinder access to many of these technologies.

This project aims to overcome these limitations by obtaining a low-cost prototype card that maintains the quality and accuracy of data. The goal is to make it usable in various research endeavors, particularly in the psychology laboratory at Universidad del Bosque.

Throughout this document, the development process is covered, starting from the identification of the problem, its analysis, design with component selection, and performance evaluation compared to another card available in the market.

This project contributed to technological advancement in the field of medicine and research, creating new opportunities for the acquisition of physiological signals where economic constraints would otherwise prevent it.

*Keywords:* Electrocardiogram, electroencephalogram, electromyogram, signal acquisition card, medical equipment.

## LISTA DE SÍMBOLOS

**dB** Decibeles

**Hz** Hertz

**$\Omega$**  Ohms

**V** Voltaje

**F** Faradios

**F<sub>c</sub>** Frecuencia de corte

**F<sub>s</sub>** Frecuencia de muestreo

**s** Segundos

## TABLA DE CONTENIDOS

1.	INTRODUCCIÓN .....	20
2.	PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA .....	21
	2.1 Antecedentes y Estado del Arte .....	21
	2.1.1 Nivel Internacional .....	21
	2.2 Descripción y Formulación del Problema .....	21
	2.3 Justificación .....	23
	2.4 Objetivos .....	25
	2.4.1 Objetivo General .....	25
	2.4.2 Objetivos Específicos .....	25
	2.5 Alcance y Limitaciones del Proyecto .....	25
3.	MARCO DE REFERENCIA .....	27
	3.1 Marco Teórico o Conceptual .....	27
	3.1.1 Electrocardiograma (ECG) .....	27
	3.1.2 Electromiograma (EMG) .....	28
	3.1.3 Electroencefalograma (EEG) .....	29
	3.1.4 Amplificadores Operacionales .....	30
	3.1.5 Amplificadores de instrumentación .....	32
	3.1.6 Amplificadores operacionales de transconductancia .....	33
	3.1.7 Filtros Analógicos .....	34
	3.1.8 Filtros digitales. ....	34
	3.1.9 Conversor análogo digital .....	36
	3.1.10 Diodo Schottky .....	37
	3.1.11 Dispositivo de protección estática. ....	38
	3.1.12 Reguladores de voltaje .....	38
	3.1.13 Comunicación Serial .....	39
	3.1.14 ESP-12F .....	41
	3.2 Marco Legal o Normativo .....	42
4.	DESARROLLO DEL PROYECTO DE GRADO .....	44

4.1	Requerimientos .....	44
4.1.1	Funcionales .....	44
4.1.2	De Calidad .....	44
4.1.3	De Restricción.....	44
4.2	Metodología del Diseño.....	45
4.2.1	Etapa de amplificación.....	46
4.2.2	Etapa de filtrado.....	48
4.2.2.1	Filtro pasa altas .....	49
4.2.2.2	Filtro pasa bajas .....	51
4.2.3	Etapa de conversión analógica-digital .....	53
4.2.4	Etapa de potencia .....	55
4.2.5	Etapa Microcontrolador .....	57
4.2.6	Etapa de comunicación .....	58
4.3	Descripción Técnica del Producto .....	59
4.3.1	Hardware.....	59
4.3.1.1	Diagramas esquemáticos.....	59
4.3.1.2	Diagramas PCB.....	61
4.3.2	Lista de partes .....	64
4.3.3	Simulaciones.....	65
4.3.3.1	Etapa amplificación .....	65
4.3.3.2	Etapa filtro pasa altas .....	68
4.3.3.3	Etapa filtro pasa bajas .....	71
4.3.3.4	Etapa filtrado completa.....	74
4.3.4	Software .....	81
5.	RESULTADOS Y ANÁLISIS DE RESULTADOS .....	82
5.1	Filtros .....	83
5.2	Señal electrocardiograma(ECG).....	90
5.3	Señal electromiograma (EMG).....	108
5.4	Señal electroencefalograma (EEG).....	112
5.5	Costos Tarjeta .....	121
5.6	Interfaz grafica .....	122

6.	CONCLUSIONES .....	124
7.	RECOMENDACIONES.....	125
8.	REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....	126

Pág.

## LISTA DE TABLAS

Tabla	Pág.
Tabla 1. Bandas de una señal de electroencefalografía.[16], [17] .....	29
Tabla 2. Configuraciones Amplificador Operacional.[20] .....	31
Tabla 3. Tabla comparativa para selección del amplificador. ....	47
Tabla 4. Tabla comparativa selección conversor ADC .....	55
Tabla 5. Tabla comparativa selección regulador. ....	56
Tabla 6. Tabla comparativa selección microcontrolador.....	58
Tabla 7. Tabla de componentes empleados en la tarjeta.....	64
Tabla 8. Tabla de componentes empleados en la tarjeta con su precio .....	121
Tabla 9. Tabla de gastos empleados en la tarjeta y tener el precio final.....	122

## LISTA DE FIGURAS

Figura	Pág.
Figura 1. Ondas del electrocardiograma.[11] .....	28
Figura 2. Señal de electromiografía.[14] .....	29
Figura 3. Señal de electroencefalografía.[16] .....	30
Figura 4. Amplificador Operacional.[18] .....	31
Figura 5. Amplificador de instrumentación.[22] .....	32
Figura 6. Configuración básica Amplificador de instrumentación.[22] .....	33
Figura 7. Amplificador de transconductancia.[24] .....	33
Figura 8. Representación Filtros digitales.[27] .....	35
Figura 9. Representación Filtros digitales FIR.[30] .....	35
Figura 10. Comparación de tipos de convertidores.[30] .....	37
Figura 11. Composición diodo Shockley y curva característica.[36] .....	38
Figura 12. Símbolo regulador.[40] .....	39
Figura 13. Estructura de transmisión de forma asíncrona.[41] .....	40
Figura 14. Estructura básica del I2C. [41] .....	41
Figura 15. Transmisión de las líneas del bus en el protocolo SPI.[41] .....	41
Figura 16. Esp32-12F.[44] .....	42
Figura 17. Caja negra del sistema .....	45
Figura 18. Diagrama de bloques específico del sistema. ....	46

Figura 19. Diagrama de bloques de amplificación. ....	46
Figura 20. Configuración del amplificador.....	48
Figura 21. Diagrama de bloques de filtro pasa altas.....	49
Figura 22. Conexiones del filtro pasa altas.....	50
Figura 23. Diagrama de bloques de filtro pasa bajas.....	51
Figura 24. Diagrama de circuito filtro pasa bajas.....	52
Figura 25. Diagrama de bloques etapa Conversión analógica-digital. ....	53
Figura 26. Referencia porta pilas.[46] .....	55
Figura 27. Conexión general conversor NCP551SN33T1G.[47] .....	56
Figura 28. Parte 1 diseño de tarjeta en KiCad. ....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
Figura 29. Parte 2 diseño de tarjeta en Kicad. ....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
Figura 30. Diseño 2D de la PCB.....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
Figura 31. Vista 3D de la PCB. ....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
Figura 32. Esquemático de etapa de amplificación. ....	65
Figura 33. Diagrama de Bode de etapa de amplificación. ....	66
Figura 34. Grafica en el tiempo de amplificación VS voltaje de entrada. ....	67
Figura 35. Esquemático de la etapa de filtrado pasa altas. ....	68
Figura 36. Diagrama de Bode de etapa de filtrado pasa altas.....	69
Figura 37. Diagrama en el tiempo de comportamiento de filtro pasa altas a 10 Hz.....	70
Figura 38. Diagrama en el tiempo de comportamiento de filtro pasa altas a 11 mHz.....	71

Figura 39. Esquemático de la etapa de filtrado pasa bajas. ....	72
Figura 40. Diagrama de Bode de etapa de filtrado pasa bajas. ....	72
Figura 41. Diagrama en el tiempo de comportamiento de filtro pasa bajas a 10 Hz. ....	73
Figura 42. Diagrama en el tiempo de comportamiento de filtro pasa bajas a 160 Hz. ....	74
Figura 43. Esquemático de la etapa de filtrado y amplificación unidos. ....	75
Figura 44. Diagrama de bode de la etapa de filtrado y amplificación unidos. ....	76
Figura 45. Diagrama en el tiempo de comportamiento etapa de filtrado y amplificación unidos a 10 Hz. ....	77
Figura 46. Diagrama en el tiempo de comportamiento etapa de filtrado y amplificación unidos a 160 Hz. ....	78
Figura 47. Diagrama en el tiempo de comportamiento etapa de filtrado y amplificación unidos a 9.272 kHz. ....	79
Figura 48. Diagrama en el tiempo de comportamiento etapa de filtrado y amplificación unidos a 11 mHz. ....	80
Figura 49. Diagrama de funciones de usuario. ....	81
Figura 50. Boceto general interfaz gráfica.....	81
Figura 51. Vista frontal tarjeta realizada. ....	82
Figura 52. Respuesta temporal de filtros analógicos y amplificación a entrada de 100mVpp y frecuencia de 10kHz. ....	84
Figura 53. Respuesta temporal de filtros analógicos y amplificación a entrada de 100mVpp y frecuencia de 1kHz. ....	85

Figura 54. Respuesta temporal de filtros analógicos y amplificación a entrada de 50mVpp y frecuencia de 100 Hz. ....	86
Figura 55. Respuesta temporal de filtros analógicos y amplificación a entrada de 50mVpp y frecuencia de 1Hz. ....	87
Figura 56. Respuesta temporal de filtros analógicos y amplificación a entrada de 50mVpp y frecuencia de 100mHz. ....	88
Figura 57. Respuesta temporal de filtros analógicos y amplificación a entrada de 500mVpp y frecuencia de 10mHz. ....	89
Figura 58. Respuesta temporal de filtros analógicos y amplificación a entrada de 50mVpp y frecuencia de 159Hz. ....	90
Figura 59. ProSim 8 Vital Signs Patient Simulator de FLUKE.....	91
Figura 60. ProSim 8 Vital Signs Patient Simulator de FLUKE con la tarjeta. ....	91
Figura 61. Señal ECG a 60 bpm de derivación 2.....	92
Figura 62. Transformada de Fourier de señal ECG a 60 bpm proveniente de derivación 2.	94
Figura 63. Conexiones persona a tarjeta para adquisición ECG de derivación 2. ....	95
Figura 64. Señal ECG obtenida de usuario con tarjeta realizada sin filtros digitales. ....	96
Figura 65. Transformada de Fourier de señal ECG obtenida de usuario con tarjeta realizada sin filtros digitales.....	96
Figura 66. Señal ECG obtenida de usuario con tarjeta realizada con filtros digitales. ....	97
Figura 67. Transformada de Fourier de señal ECG obtenida de usuario con tarjeta realizada con filtros digitales.....	99
Figura 68. Señal ECG obtenida de usuario con tarjeta realizada con filtro digital adaptativo.	

Figura 69. Transformada de Fourier de señal ECG obtenida de usuario con tarjeta realizada con filtro digital adaptativo.....	101
Figura 70. Señal ECG obtenida de usuario con tarjeta de OpenBCI.....	102
Figura 71. Señal ECG de derivación unipolar aVL obtenida de usuario con tarjeta realizada implementando filtros digitales. ....	105
Figura 72. Transformada de Fourier de señal ECG unipolar de derivación aVL obtenida de usuario con tarjeta realizada con filtro digital. ....	106
Figura 73. Señal ECG de derivación unipolar aVR obtenida de usuario con tarjeta realizada implementando filtros digitales. ....	107
Figura 74. Transformada de Fourier de señal ECG unipolar de derivación aVR obtenida de usuario con tarjeta realizada con filtro digital. ....	108
Figura 75. Conexiones persona a tarjeta para adquisición EMG.....	109
Figura 76. Señal EMG obtenida de usuario con tarjeta realizada con filtros digitales....	110
Figura 77. Transformada de Fourier de señal EMG obtenida de usuario con tarjeta realizada con filtros digitales.....	111
Figura 78. Señal EMG obtenida de usuario con tarjeta Ganglion de OpenBCI. ....	112
Figura 79. Conexiones persona a tarjeta para adquisición EEG.....	113
Figura 80. Señal EEG para parpadeo obtenida de usuario con tarjeta realizada implementando filtros digitales. ....	114
Figura 81. Transformada de Fourier de señal EEG para parpadeo obtenida de usuario con tarjeta realizada implementando filtros digitales. ....	115
Figura 82. Señal EEG obtenida de usuario parpadeando con tarjeta Ganglion de OpenBCI.	

Figura 83. Señal EEG para movimiento de mandíbula obtenida de usuario con tarjeta realizada. ....	117
Figura 84. Transformada de Fourier de señal EEG obtenida de usuario con movimiento de mandíbula con tarjeta realizada. ....	118
Figura 85. Señal EEG para movimiento de mandíbula obtenida de usuario con tarjeta realizada implementando filtros digitales. ....	119
Figura 86. Transformada de Fourier de señal EEG obtenida de usuario con apretón de mandíbula con tarjeta realizada implementando filtros digitales. ....	120
Figura 87. Señal EEG obtenida de usuario con apretón de mandíbula con tarjeta Ganglion de OpenBCI. ....	121
Figura 88. Interfaz gráfica implementada.....	123

## 1. INTRODUCCIÓN

La adquisición de señales fisiológicas es fundamental en muchos campos médicos y de investigación biomédica. El diagnóstico, el monitoreo y el tratamiento de una variedad de enfermedades que requieren de la capacidad de obtener datos precisos y en tiempo real de señales como la actividad cardíaca, la actividad cerebral y otros parámetros fisiológicos. Sin embargo, una gran dificultad con que se encuentra son los recursos financieros que son los que limitan el acceso a tecnología de adquisición de señales fisiológicas.

Este proyecto se basa en esta problemática al proponer el desarrollo de un prototipo de tarjeta de adquisición económica que tiene como objetivo facilitar el acceso a un dispositivo que permita la adquisición de señales fisiológicas para que puedan ser utilizadas tanto en entornos clínicos como en entornos de investigación.

Se presentarán los objetivos y metas de este proyecto con una larga discusión a lo largo de este documento mostrando las diferentes etapas para llegar al prototipo, desde la investigación, el diseño con el análisis correspondiente para obtener una tarjeta de bajo costo, la implementación y las pruebas para poder realizar su respectivo análisis con los resultados obtenidos para así poder obtener conclusiones de este desarrollo.

## **2. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA**

### **2.1 Antecedentes y Estado del Arte**

#### **2.1.1 Nivel Internacional**

En el mercado es posible encontrar diversas compañías dedicadas a la venta de estas tarjetas, siendo una de ellas OpenBCI una de las empresas con mayor renombre en el campo, cuentan actualmente con tarjetas desde los cuatro hasta los dieciséis canales. En primer lugar, es posible encontrar la tarjeta Ganglion Board que cuenta con cuatro canales y se encuentra disponible en el mercado con un valor de \$499.00 USD, luego, se encuentra la Cyton Biosensing Board que cuenta con ocho canales y se encuentra en el mercado en \$999.00USD y por último se encuentra la Cyton+ Daisy Biosensing Boards con un total de dieciséis canales y con un valor de \$1,999.00USD[1], [2].

### **2.2 Descripción y Formulación del Problema**

#### **2.2.1 Descripción**

Se realizará el diseño e implementación de una tarjeta de adquisición de señales fisiológicas que contará con cuatro canales, esta incluirá su respectivo manual de usuario en el cual se establece sus características como su respectivo funcionamiento, sus conexiones y una guía de la interfaz gráfica, dichos canales son cuatro entradas diferenciales de alta impedancia, contará con una conexión a tierra, una fuente de voltaje positivo y una fuente de voltaje negativo, dicha tarjeta será de bajo costo para que su adquisición sea más fácil para las persona con enfermedades neuro cerebrales graves que no cuentan con recursos para comprarse las existentes en el mercado, esta tarjeta será capaz de adquirir señales fisiológicas, usando las entradas como entradas diferenciales individuales, las únicas señales que serán posible adquirir son las provenientes de un electrocardiograma (ECG) o electromiograma (EMG), o se puede conectar de manera individual a un electrodo de referencia para medir electroencefalograma (EEG).[3]

El proyecto contará con una interfaz gráfica donde se podrán ver las señales fisiológicas por medio de un computador, recibidas para el respectivo análisis ya sea de un sistema que lo haga de manera autónoma o un personal calificado sea el que haga el estudio correspondiente. En esta interfaz se mostrará las gráficas de las señales fisiológicas mencionadas que estemos midiendo así mismo se podrá cambiar el filtro pasa banda de acuerdo con el rango de frecuencia que se desea trabajar para su análisis, también a través de un filtro se podrá eliminar el ruido ambiental si así lo deseamos, se podrá ajustar cada una de las escalas para una mejor visualización, se verá la transformada rápida de Fourier (FFT) de la señal se podrá escalar los valores en el dominio de la frecuencia.

La tarjeta debe ser capaz de adquirir las señales con los valores de frecuencia de las cinco bandas los cuales son: la banda delta con una frecuencia que oscila entre 0.5Hz - 4 Hz, la banda theta con frecuencias que oscila entre 4 Hz - 8 Hz, la banda Alpha con frecuencia que oscila entre 8 Hz- 12 Hz, la banda beta con frecuencias que oscilan entre 12 Hz - 40 Hz y la banda gamma con frecuencias mayores de 40Hz. Esta tarjeta contará con protecciones adecuadas para que sea seguro su uso en humanos. [3]

Para las señales de electromiografía la amplitud es de 0-6 mV ya que son generadas por la contracción muscular, estas señales son muy débiles y para su correcto análisis la tarjeta debe contar con un amplificador diferencial de alta ganancia y así poder evitar distorsión de la señal así mismo se debe tener en cuenta la eliminación de los componentes del ruido que se genera en alta frecuencia y todos los que provienen del entorno como el de la red eléctrica de 60HZ. [4]

Para las señales de un electrocardiograma (ECG), las amplitudes típicas se encuentran en un rango de 0.5 mV a 5 mV. Según las recomendaciones de la Asociación Americana del Corazón (American Heart Association), el ancho de banda de interés para las señales de ECG se extiende desde 0.05 Hz hasta 100 Hz. Esto se debe a que frecuencias por encima de 100 Hz pueden introducir distorsión en la señal registrada[5]. Por lo tanto, se deben utilizar filtros para limitar la señal de ECG a este rango de frecuencias de 0.05 Hz a 100 Hz.

### **2.2.2 Formulación del problema**

Actualmente en el laboratorio de psicología de la Universidad se realizan diversas investigaciones con el fin de realizar tratamiento a personas con esclerosis lateral amiotrófica (ELA), para dicha investigación se realizan diversas pruebas con una tarjeta de adquisición de señales fisiológicas, el laboratorio hoy en día cuenta con 2 tarjetas, una de 16 canales y otra de 4 canales. Si bien las tarjetas están presentes en el laboratorio todo el tiempo, no son suficientes teniendo en cuenta la cantidad de estudiantes de psicología o electrónica que se encuentran en la Universidad trabajando en esta o en otras investigaciones. Este problema es causado por los altos costos que tienen las tarjetas de adquisición en el mercado y es que actualmente la tarjeta más económica y básica la cual es la de 4 canales está en un costo de alrededor 500\$ USD y la de 16 canales en un costo de 2000\$ USD. [2], [6]

Como resultado se generan retrasos en la investigación afectando a estudiantes en su proceso de aprendizaje y desarrollo de investigación. En cuanto a la solución presentada se tiene el diseño y elaboración de una tarjeta de adquisición de señales la cuál contará con cuatro canales, la idea es realizar una tarjeta con un funcionamiento que cumpla con la toma de señales electroencefalografía (EEG), electromiografía (EMG) y electrocardiografía (ECG) con el objetivo de realizar una reducción de costos con respecto a una tarjeta presente en el mercado.

### **2.3 Justificación**

El cerebro es la comunicación a través de sus salidas con el sistema central periférico y los músculos controlando el movimiento motor si estamos sanos podemos mover los brazos, las piernas escuchar y hablar, pero las personas con lesiones neuro cerebrales graves como las que pueden producir un accidente o las que padecen enfermedades neurodegenerativas como el ictus del tronco encefálico, la parálisis cerebral o la esclerosis lateral amiotrófica (ELA) que son enfermedades que hacen que se pierda la conexión del cerebro con cada uno de los sentidos[7].

Actualmente en el laboratorio de psicología experimental de la Universidad el bosque se ha venido trabajando con pacientes con ELA con el fin de realizar estudios y así aportar soluciones para mejorar su condición de vida gracias al potencial P300.

El potencial P300 es un potencial evocado el cuál es registrado mediante electroencefalografía, este patrón de ondas posee un pico que ocurre 300 ms después de que ocurre un evento extraño. [8]

La esclerosis lateral amiotrófica (ELA) es una enfermedad neurodegenerativa la cual presenta una prevalencia mundial de 2 a 11 pacientes por 100 mil habitantes, la ELA se define como una enfermedad degenerativa que afecta directamente las neuronas motoras voluntarias, es una enfermedad progresiva que empieza y evoluciona según cada persona. Lo único seguro es que conlleva a una incapacidad física y motora total [9].

A pesar de que en Colombia no hay estudios que nos puedan dar una cifra exacta, según estimaciones realizadas por el instituto Roosevelt que cuenta con un grupo interdisciplinario de ELA, se afirma que hay cuatro casos nuevos por mes en el país [10].

Para realizar un diagnóstico y tratamiento de la enfermedad es necesario contar con dispositivos y equipo médico que permita la adquisición y lectura de señales de electroencefalografía. Las personas con esta enfermedad en su mayoría no cuentan con las condiciones económicas para costearse estos tratamientos tan costosos que en su mayoría dependen de los dispositivos usados, de igual manera otro aspecto relacionado es la continuación del tratamiento teniendo en cuenta que los pacientes para continuar y mejorar con su proceso tienen la necesidad de contar con una tarjeta de adquisición de señales fisiológicas propia.

La necesidad de la tarjeta de adquisición condiciona a que cada paciente tenga que adquirir una propia, con unas características específicas. En este trabajo se propone el desarrollo de un prototipo de una tarjeta de adquisición de 4 canales de bajo costo para la adquisición de señales fisiológicas definidas, además de la interfaz gráfica la cual permite presentar las señales tanto en el dominio temporal como en el frecuencial con el fin de determinar su

comportamiento, esta interfaz le permitirá a un usuario o personal calificado su fácil manejo y claro entendimiento de las señales presentadas.

Este proyecto se plantea como un primer paso alternativo a las tarjetas de adquisición para la recepción de señales fisiológicas presentes en el mercado con el fin de ayudar a la población con problemas fisiológicos ya sean de tipo cardíaco, muscular o cerebral que no tienen la posibilidad de costearse una de estas tarjetas, de igual manera como a los proyectos de investigación relacionados con esta área.

## **2.4 Objetivos**

### **2.4.1 Objetivo General.**

Desarrollar un prototipo de tarjeta de adquisición de cuatro canales de bajo costo para la captura y visualización de señales fisiológicas.

### **2.4.2 Objetivos Específicos**

1. Diseñar un prototipo de tarjeta de adquisición de cuatro canales de bajo costo para señales fisiológicas.
2. Implementar un prototipo de tarjeta de adquisición de cuatro canales de bajo costo para señales fisiológicas.
3. Desarrollar una interfaz gráfica que permita visualizar los datos obtenidos por la tarjeta de adquisición.
4. Probar la correcta adquisición de las señales ECG, EMG y EEG.

## **2.5 Alcance y Limitaciones del Proyecto**

Se desarrollará el prototipo de la tarjeta de adquisición con sus pruebas y comparación con respecto a las tarjetas encontradas en el mercado, no se llegará a la etapa de comercialización. En el entregable del proyecto se realizarán una tarjeta de adquisición de señales fisiológicas

de bajo costo, que se dejara en el laboratorio de psicología experimental de la Universidad del Bosque para su respectivo uso.

Las limitaciones que encontramos en el proyecto las podemos dividir en tres grandes grupos:

1. Temporales: Teniendo en cuenta el cronograma se debe tener tiempo suficiente para conseguir los materiales y es debido a que es necesario comprarlos en el exterior, para esto pueden ser semanas de espera. También para obtener espacio en los laboratorios de psicología experimental obtener acceso y poder realizar pruebas con la tarjeta se deben solicitar los espacios con anterioridad.

2. De personal: Es necesario realizar un conjunto de pruebas con los integrantes del proyecto con el fin de determinar el correcto procesamiento de señales para diferentes situaciones, se someterán a pruebas tanto con la tarjeta implementada, como la comercial, esto con el fin de comparar los dos conjuntos de datos obtenidos, estas pruebas se realizarán con el apoyo del grupo de investigación del laboratorio de psicología experimental.

3. Recursos financieros: Este proyecto deberá ser costado por los estudiantes que lo están realizando, se deben comprar todos los materiales necesarios para la implementación de la nueva tarjeta. Se estima que irán gastos por un valor máximo de 1 '000.000 \$COP.

### 3. MARCO DE REFERENCIA

#### 3.1 Marco Teórico o Conceptual

##### 3.1.1 Electrocardiograma (ECG)

El electrocardiograma es un registro gráfico de la actividad eléctrica del corazón durante su funcionamiento. Esta señal se compone de ondas, segmentos e intervalos que representan diferentes fases del ciclo cardíaco, como la despolarización y repolarización de las cámaras cardíacas es fundamental para la detección de varias enfermedades y tratamientos de estas.[5], [11], [12]

En un ECG, se pueden identificar varios segmentos e intervalos que reflejan diferentes fases del ciclo cardíaco. Los principales segmentos e intervalos en un ECG son:

- Segmento PR: Es la línea que une el final de la onda P con el inicio del QRS. Representa la despolarización auricular.[5], [11]
- Intervalo PR: Comienza desde el inicio de la onda P hasta el inicio del QRS, incluyendo la onda P. Representa la despolarización auricular y el retraso fisiológico que sufre el corazón.[5], [11]
- Complejo QRS: Representa la contracción ventricular. Su duración normal es entre 0,07 y 0,10 segundos[5], [11]
- Segmento ST: Representa la despolarización completa del miocardio ventricular. El segmento ST es normalmente isoeléctrico y se mide desde el final del complejo QRS hasta el inicio de la onda T.[5], [11]
- Onda T: Representa la repolarización ventricular y la relajación de las células cardíacas.[5], [11]
- Onda U: Es una onda pequeña que aparece después de la onda T y representa la recuperación de las células cardíacas.[5], [11]

- Intervalo QT: Comienza desde el inicio del QRS hasta el final de la onda T. Representa la duración del tiempo que las células ventriculares tardan en reponerse al estrés generado por la despolarización. [5], [11]
- Intervalo PR-Segmento ST: Es el tiempo que transcurre entre el inicio de la onda P y el inicio de la onda QRS. Representa la fase de reposo entre las contracciones ventriculares.[5], [11]

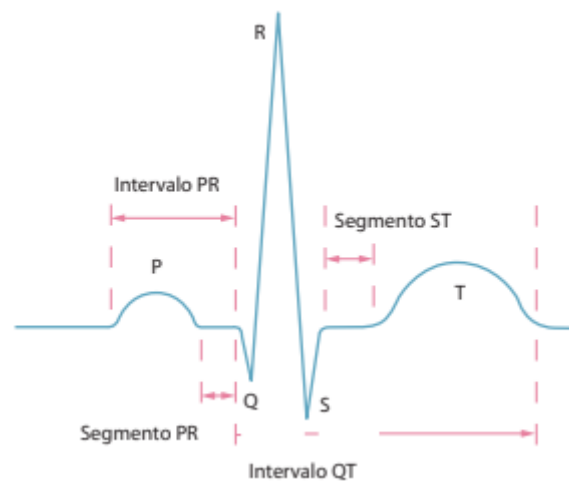


Figura 1. Ondas del electrocardiograma.[11]

### 3.1.2 Electromiograma (EMG)

El electromiograma (EMG) es una representación gráfica donde se mide la actividad eléctrica de los músculos durante su contracción y relajación. Esta señal registra las variaciones de voltaje que se generan en las fibras musculares. Con este tipo de señal podemos darle uso biomecánico, rehabilitación, psicológico y neurológico. [13], [14]

Se tiene en cuenta que la frecuencia de las señales EMG oscila entre 50 y 150 Hz y se tienen varios factores que influyen en señal algunos de ellos son la distancia inter-electrodo, la velocidad de acumulación de tensión, fatiga muscular, propiedades del electrodo y el contacto con la piel y la profundidad del músculo. [4], [15]

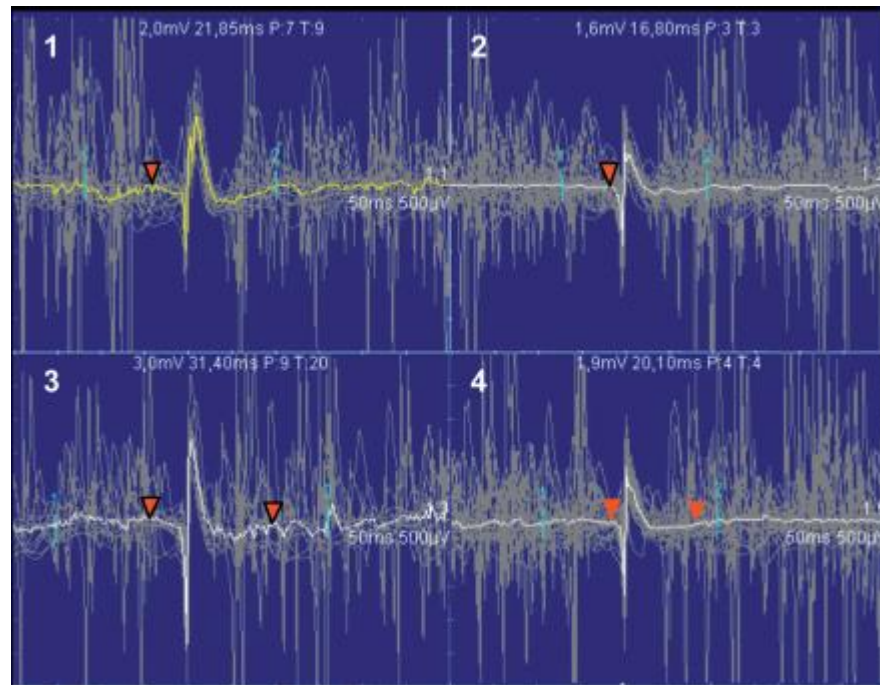


Figura 2. Señal de electromiografía.[14]

### 3.1.3 Electroencefalograma (EEG)

El electroencefalograma (EEG) es una representación gráfica de los potenciales bioeléctricos del cerebro con electrodos colocados en el cuero cabelludo estos potenciales se les denomina actividad cerebral espontánea que se miden en Hz que muestran la actividad de las células nerviosas en una variedad de patrones de intensidad y frecuencia. [16], [17]

Estas actividades son limitadas en cinco bandas la cuales están divididas según la frecuencia captada recibiendo un nombre respectivamente como se aprecia en la tabla 1.[17]

Tabla 1. Bandas de una señal de electroencefalografía.[16], [17]

Ondas cerebrales	Frecuencia (Hz)	Estado mental
Banda delta	0,5 a 4	Sueño profundo
Banda theta	4 a 7	Sueño ligero

Banda alfa	8 a 13	despierto-relajado
Banda beta	14 a 30	despierto- excitado
Banda gamma	>30	Relacionado con atención de estímulos de movimiento

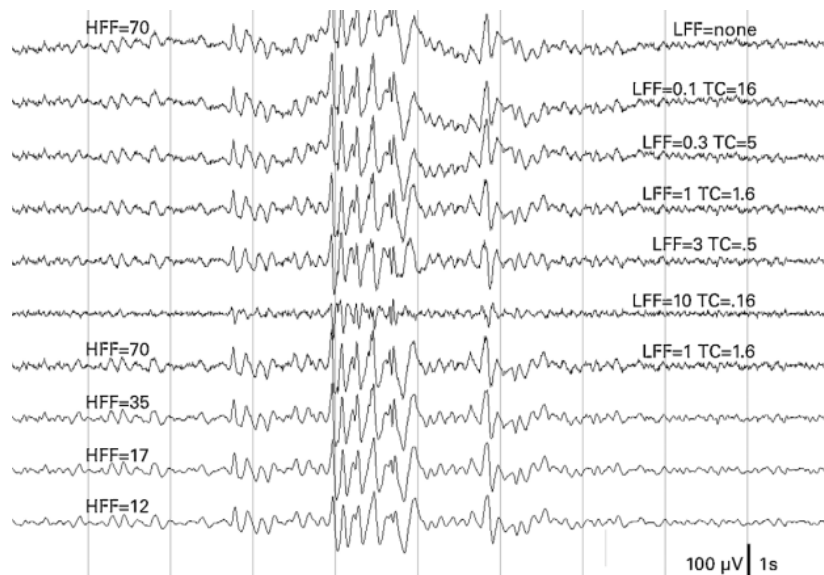


Figura 3. Señal de electroencefalografía.[16]

### 3.1.4 Amplificadores Operacionales

Los amplificadores operacionales son dispositivos activos de alta ganancia que asocian una función de transferencia deseada. Estos se caracterizan por su construcción en lazo abierto, con una ganancia de tensión muy alta, estos son utilizados en variedad de aplicaciones como en el procesamiento de señales eléctricas, la instrumentación electrónica y muchos campos de la ingeniería. [18], [19]

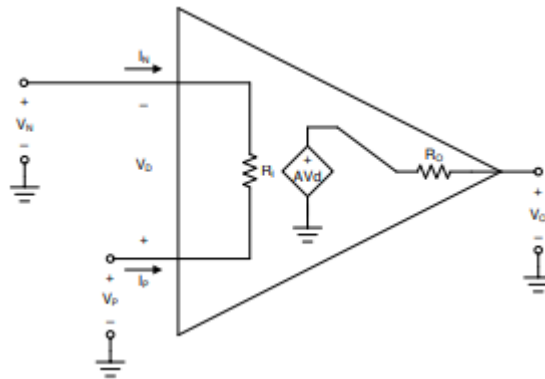
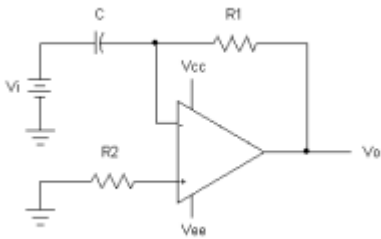
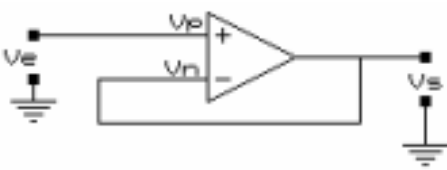


Figura 4. Amplificador Operacional.[18]

Estos dispositivos tienen una gran versatilidad ya que tiene una gran capacidad de amplificar, atenuar, sumar, restar, integrar, diferenciar y realizar otras operaciones matemáticas sobre señales eléctricas. Esto lo logra gracias a las diferentes configuraciones que tienen estos dispositivos entre ellas están las que se encuentran en la tabla 2.

Tabla 2. Configuraciones Amplificador Operacional.[20]

	<p><b>Configuración inversora.</b></p> <p>Se denomina de esta manera por estar desfasada la señal 180° con relación a la entrada.</p>
	<p><b>Configuración no inversora</b></p> <p>Su principal característica es la capacidad de mantener la fase de una señal.</p>
	<p><b>Configuración sumadora inversor</b></p> <p>En este se obtiene una tensión de salida igual a la suma algebraica de las tensiones de entrada con una inversión de fase correspondiente.</p>

	<p><b>Configuración derivadora</b></p> <p>Este produce en su salida una señal proporcional a la derivada temporal de la señal de entrada.</p>
	<p><b>Configuración Buffer o seguidor de tensión</b></p> <p>Este circuito permite vincular circuitos entre sí, debido a sus características de impedancia.</p>

### 3.1.5 Amplificadores de instrumentación

Los amplificadores de instrumentación son dispositivos electrónicos creados a partir de los amplificadores operacionales y son usados para amplificar, medir y procesar señales electrónicas en diversas aplicaciones, siendo fundamental en el diseño de sistemas para la adquisición de señales fisiológicas, ya que proporcionan una capacidad precisa y diferencial para medir pequeñas diferencias de tensión.[21], [22]

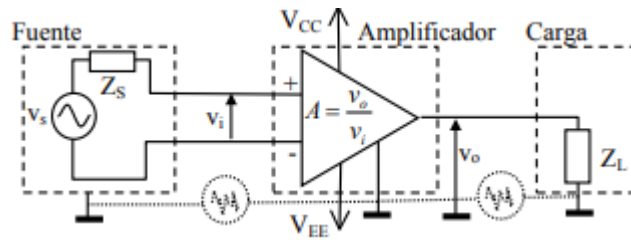


Figura 5. Amplificador de instrumentación.[22]

La configuración básica de un amplificador de instrumentación es como la que se muestra en la figura 6 la cual cuenta con tres amplificadores operacionales conectados de una manera específica, estos proporcionan una ganancia diferencial controlada y rechazo de modo común.

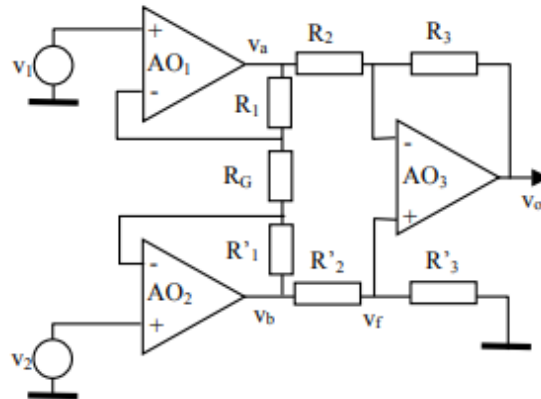


Figura 6. Configuración básica Amplificador de instrumentación.[22]

### 3.1.6 Amplificadores operacionales de transconductancia

Los amplificadores operacionales de transconductancia (OTAs) son dispositivos cuya salida es una fuente de corriente de alta impedancia controlada mediante una tensión diferencial de entrada en lugar de una fuente de tensión de baja impedancia como los amplificadores operacionales convencionales. Estos tipos de amplificadores permiten dos usos diferentes. El primer grupo incluye aplicaciones que requieren optimización de ciertos parámetros como lo pueden ser ruido, corrientes polarizadas, resistencias de entrada y salida, etc. El otro grupo son los tipo paramétrico o controlado, como amplificadores de ganancia controlados por tensión, filtros controlados, osciladores controlados, resistencias controladas y así sucesivamente. [23]

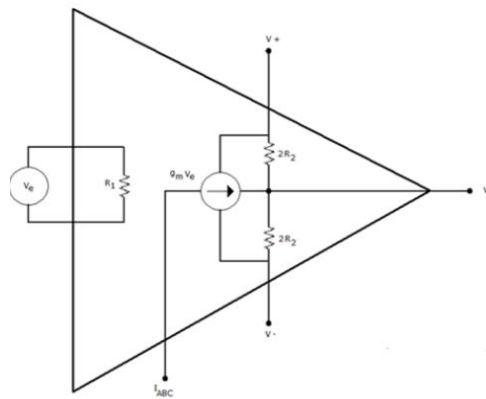


Figura 7. Amplificador de transconductancia.[24]

### **3.1.7 Filtros Analógicos**

Los filtros electrónicos analógicos son dispositivos que permiten el paso de ciertas frecuencias de una señal analógica mientras atenúan o desaparecen otras frecuencias que no son deseadas. Estos tipos de filtros se pueden clasificar en filtros activos y filtros pasivos. Estos filtros son usados en diferentes aplicaciones como el procesamiento de señales de audio, en la transmisión de datos, en la instrumentación electrónica, entre otros. Algunos de los métodos de diseño de los filtros analógicos son el método de Butterworth, el método de Chebyshev y el método de Bessel. [25], [26]

#### **Filtro activo.**

Un filtro activo es un filtro electrónico analógico que se distingue por el uso de uno o más componentes activos como lo son tubos de vacío, transistores o amplificadores operacionales. Estos filtros pueden presentar ganancia en toda o en parte de la señal, se utilizan para una gran variedad de aplicaciones como el procesamiento de señales electrónicas, como la transmisión de datos y en la instrumentación electrónica. [25], [26]

#### **Filtro pasivo.**

Un filtro pasivo es un filtro electrónico analógico que utiliza componentes pasivos como lo pueden ser resistencias, capacitores e inductores. Una de sus principales características es que no requiere una fuente de alimentación externa para su funcionamiento, ya que la energía que viene de la señal se disipa a través de los componentes pasivos de filtro. [25], [26]

### **3.1.8 Filtros digitales.**

Los filtros digitales son sistemas esenciales que realizan procesamientos sobre señales discretas para modificar alguna de sus características. Tienen diversas aplicaciones en el procesamiento de señales de audio, video, biomedicina, comunicaciones, entre otros. Existen principalmente dos tipos de filtros digitales que son FIR (Respuesta Finita al Impulso) e IIR (Respuesta Infinita al Impulso). Cada uno tiene un análisis diferente con sus ventajas y desventajas que determinan el indicado a usar para diferentes aplicaciones. [27], [28]

Los filtros digitales se implementan mediante estructuras como la directa, en cascada o paralelo. La respuesta resultante debe validarse mediante herramientas como diagramas de Bode, polos-ceros, o respuesta al impulso. Algunos usos relevantes de filtros digitales: remover ruido en señales biomédicas, extraer características de voz, reducir eco en audio, suavizar imágenes y comprimir video.[28], [29]

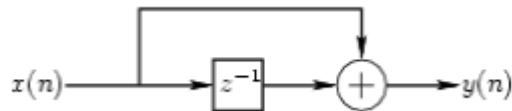


Figura 8. Representación Filtros digitales.[27]

- **Filtros FIR (Respuesta Finita al Impulso)**

Los filtros FIR se caracterizan por tener una respuesta impulso con una longitud limitada haciendo más fácil su implantación y análisis matemático. Se diseñan mediante la técnica de ventaneo, multiplicando la respuesta ideal deseada por una ventana que controla la transición.[27], [28], [29]

Características principales:

- Los coeficientes del filtro FIR suelen ser simétricos.
- Son inherentemente estables y no tienen problemas de oscilación.
- Pueden ser implementados con facilidad en sistemas digitales.
- Se pueden diseñar utilizando métodos como la ventana, el método de Parks-McClellan, entre otros.

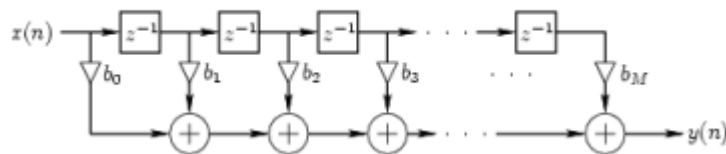


Figura 9. Representación Filtros digitales FIR.[30]

- **Filtros IIR (Respuesta Infinita al Impulso)**

Los filtros IIR incorporan retroalimentación, por lo que requieren menos coeficientes que un FIR equivalente. Las estructuras más comunes son Butterworth, Chebyshev y elípticas. Se diseñan mediante transformaciones bilinear o de frecuencias, aproximando una respuesta análoga deseada. Deben analizarse en términos de estabilidad, sensibilidad y precisión.[27], [28], [29]

### 3.1.9 Conversor análogo digital

Un conversor análogo-digital (ADC) es un dispositivo electrónico que convierte una señal analógica en una serie de valores digitales que representan la magnitud de la señal. Los ADC se utilizan en una amplia variedad de aplicaciones, como en la medición de señales de sensores en equipos médicos, la retroalimentación en sistemas de control, la grabación de señales de audio y vídeo en dispositivos de almacenamiento digitales, entre otros.[31]

Los ADC son importantes en la electrónica digital porque todos los microprocesadores y microcontroladores utilizan señales digitales para procesar información. Los ADC permiten que los microprocesadores y microcontroladores convierten señales analógicas en señales digitales para su procesamiento.[31]

Existen varios tipos de ADC, incluyendo el convertidor flash, el convertidor sigma.delta, el convertidor SAR y el convertidor pipelined. Cada tipo tiene sus ventajas y desventajas y se utilizan según las necesidades específicas de una aplicación.[31], [32]

- **ADC Flash:** Este utiliza un banco de comparadores para convertir directamente una señal de entrada analógica en un código de salida digital. Los ADC Flash tienen tiempos de conversión rápidos y altas tasas de muestreo, pero son costosos y requieren mucha energía, especialmente a medida que aumenta la resolución [30], [33], [34]
- **ADC Sigma-Delta:** Utiliza sobre muestreo y conformación de ruido para lograr una alta resolución con un consumo de energía bajo. Operan a tasas de muestreo mucho

más altas que la tasa de Nyquist, y luego utilizan filtrado digital para extraer la señal analógica. Tienen tiempos de conversión más lentos que los ADC Flash, pero son más baratos y eficientes con el consumo de energía. [30], [33], [34]

- ASD SAR: Realiza una búsqueda binaria en la señal de entrada utilizando una escalera capacitiva ponderada de pesos binarios para aproximar el voltaje de entrada. Estos pueden alcanzar una alta resolución con un consumo de energía razonable y son menos costosos que los ADC Flash. Sin embargo, tienen velocidades de muestreo limitadas debido a sus componentes analógicos. [30], [33], [34]
- ADC Pipelined: Opera en una canalización de etapas, con un registro de canalización entre cada etapa. Esto permite más paralelismo y tiempos de conversión más rápidos que los ADC SAR o ADC Sigma-Delta. Los ADC Pipelined tienen mayor consumo de energía que los ADC SAR y son más costosos, pero pueden alcanzar una mayor resolución a velocidades más rápidas.[30], [33], [34]

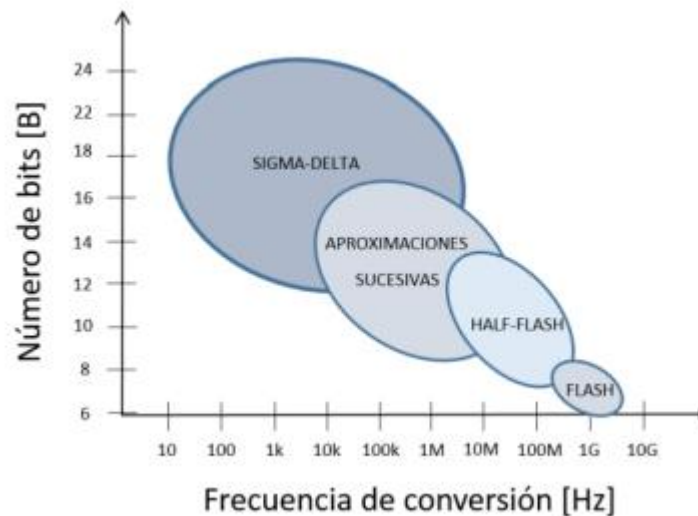


Figura 10. Comparación de tipos de convertidores.[30]

### 3.1.10 Diodo Schottky

El diodo Schottky, también conocido como diodo de cuatro capas o de avalancha, es un dispositivo de dos terminales que tiene dos estados estables, uno de bloqueo o de alta

impedancia y el otro de conducción o baja impedancia este es un tipo especial de diodo de unión p-n-p-n lo que hace que tenga la capacidad de bloquear o permitir el flujo de corriente en función de la polarización aplicada.[35], [36]

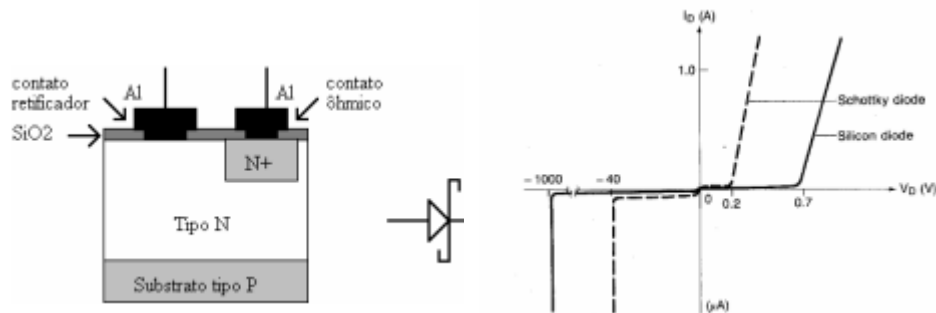


Figura 11. Composición diodo Schottky y curva característica.[36]

### 3.1.11 Dispositivo de protección estática.

Los dispositivos de protección estática se basan en la prevención de daños causados por descargas electrostáticas (ESD) en equipos electrónicos sensibles. Este tipo de descargas eléctricas se dan de manera repentina y son de corta duración por ello es importante tener este tipo de protección para evitar daños por este tipo de descargas.

En los tipos de dispositivos que podemos usar para la protección estática encontramos los varistores, diodos de supresión, condensadores de filtro, dispositivos de protección de línea, ionizadores y revestimientos y materiales antiestáticos. [37], [38]

### 3.1.12 Reguladores de voltaje

Los reguladores de voltaje son dispositivos que se encargan de reducir el rizado proporcionando una tensión de salida deseada manteniéndola en circuitos electrónicos sin importar las variaciones en la carga o la fuente de alimentación. Hay dos tipos de reguladores de voltaje los reguladores lineales y los reguladores de voltaje conmutados.[39]

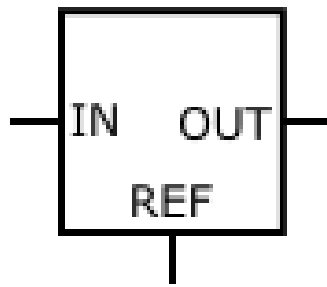


Figura 12. Símbolo regulador.[40]

- Reguladores de voltaje lineales: Estos reguladores ajustan la resistencia para mantener el voltaje de salida constante y son eficientes para pequeñas diferencias de voltaje.[39]
- Reguladores de voltaje conmutados: Estos reguladores utilizan la conmutación para regular el voltaje y son más eficientes en situaciones que tienen grandes variaciones de voltaje.[39]

### 3.1.13 Comunicación Serial

La comunicación serial consiste en la transmisión de bits de datos de forma secuencial a través de un canal de comunicación serial de la computadora. Esta información es transmitida por medio de una señal de datos que represente un 0 como un nivel bajo de tensión y un 1 como un nivel alto de tensión. Esta señal se genera en sincronismo con una señal de reloj que determina la duración de un bit de la señal de datos. Este tipo de comunicación tiene ventajas que es su menor costo de implementación ya que requiere menos cables y circuitos, así mismo es muy simple en sus sistemas ya que tiene un único canal de envío y recepción, pero una de sus desventajas es que la velocidad de transmisión es más lenta.[41]

- **Comunicación serial Asíncrona**

Este método no requiere señales de reloj para coordinar la transmisión. En su lugar, se agregan bits de inicio y parada para delimitar cada palabra o trama de datos. Este tipo de comunicación es la más común en microcontroladores y periféricos simples.[41]

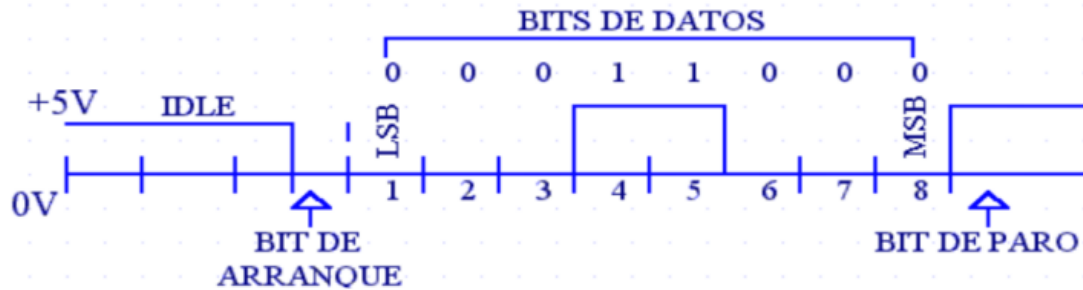


Figura 13. Estructura de transmisión de forma asíncrona.[41]

- Protocolo RS232

Es el que se usa en el puerto serie de los computadores este protocolo ha sido usado por más de 20 años, aunque ha sido cambiado por conexiones USB aún se sigue usando en la industria, en los equipos de instrumentación y en módulos embebidos ya que muy sencillo en comparación a otros protocolos.[41]

- Comunicación serial Sincrónica

Este método requiere señales de reloj para coordinar el transmisor y receptor. Permiten alcanzar tasa de transmisión mucho más elevadas se necesitan 2 líneas, una línea sobre la cual se transmitirán los datos y otra la cual tiene los pulsos de reloj que indicara cuando un dato es válido, pero estas son más complejas de implantar, en este grupo encontramos los protocolos I2C, SPI, USB, entre otros.[41]

- Protocolo I2C

El protocolo Inter- Integrated Circuit es un bus con múltiples maestros esto quiere decir que se pueden conectar varios circuitos integrados en un solo bus y todos ellos pueden actuar como maestros.[41]

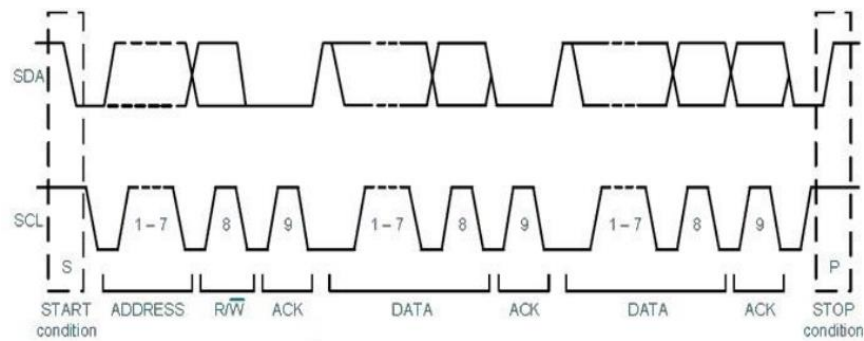


Figura 14. Estructura básica del I2C. [41]

### o Protocolo SPI

El protocolo Serial Peripheral Interface es un bus que se compone de tres líneas sobre el cual se transmite paquetes de información de 8 bits. Cada una de estas tres líneas lleva la información de los diferentes dispositivos conectados al bus y cada uno de estos dispositivos puede actuar como transmisor y receptor al mismo tiempo.[41]

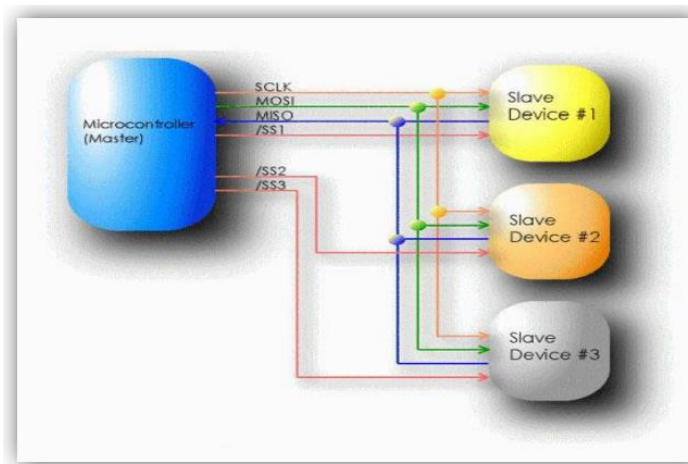


Figura 15. Transmisión de las líneas del bus en el protocolo SPI.[41]

La línea de reloj es generada por el maestro y sincroniza la transferencia de datos.[41]

La línea MOSI transporta los datos del maestro hacia el esclavo.[41]

La línea MISO transporta los datos del esclavo hacia el maestro.[41]

### 3.1.14 ESP-12F

Es un módulo de comunicación inalámbrica basado en el chip SoC ESP8266 que integra un conversor USB-Serial TTL CP2102 y un conector micro-USB. Este módulo tiene acceso a doce pines del ESP8266, incluyendo 11GPIO y una entrada analógica ADO. Es usado en proyectos de internet de las cosas (IoT) y en instrumentación electrónica, ya que tiene un bajo costo así mismo un bajo consumo de potencia y es reducido en tamaño. [42], [43]

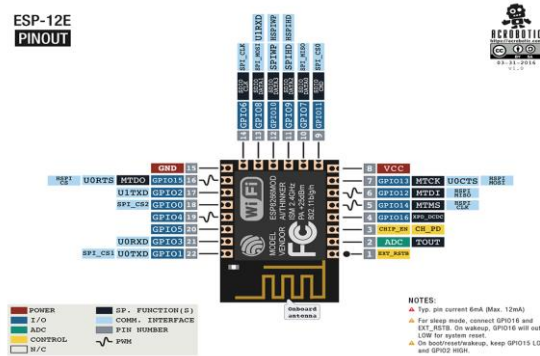


Figura 16. Esp32-12F.[44]

- GPIO: Estos permiten conectar y controlar diversos dispositivos electrónicos, como sensores, actuadores y otros módulos.[43]
- Entrada analógica: Esta permite medir y procesar señales analógicas.[43]
- Conversor USB-Serial TTL: Este permite conectar a un ordenador y programarlo utilizando diferentes herramientas de programación como lo puede ser Arduino.[43]

### 3.2 Marco Legal o Normativo

En Colombia los prototipos de equipos médicos están regulados por el decreto número 4725 de 2005 en el artículo 36.

Artículo 36. Dispositivos médicos y equipo biomédico de tecnología controlada prototipo. El dispositivo médico y equipo biomédico de tecnología controlada prototipo nacional o importado, sólo podrá ser autorizado para fines de investigación y experimentación y, en ningún caso, podrán ser empleados en la atención de salud. Para la importación de prototipos de dispositivos médicos y equipos biomédico de tecnología controlada, se requerirá de

concepto técnico otorgado por el Instituto Nacional de Vigilancia de Medicamentos y Alimentos, Invima, de acuerdo con lo contemplado en las disposiciones vigentes sobre investigación en salud. El Ministerio de la Protección Social definirá los requisitos mínimos para el desarrollo y utilización de prototipos de dispositivos médicos y equipos biomédicos de tecnología controlada de producción nacional.[45]

## 4. DESARROLLO DEL PROYECTO DE GRADO

### 4.1 Requerimientos

#### 4.1.1 Funcionales

- Adquirir señales de electrocardiograma (ECG).
- Adquirir señales de electroencefalograma (EEG).
- Adquirir señales de electromiografía (EMG).
- Adquirir señales con valores de frecuencia entre 0.05Hz hasta frecuencias de 500Hz.
- Contar con cuatro canales de entrada.
- Contar con protección para el uso en humanos.
- Filtrar el ruido de forma análoga.
- Realizar filtrado de manera digital.
- Acondicionar los parámetros eléctricos y convertir la señal a discreta.
- Comunicación con un computador y visualizar la señal.
- Dos modos de operación el modo bipolar y el modo unipolar.

#### 4.1.2 De Calidad

- Emplear un conversor A/D de 24 bits teniendo en cuenta que es una aplicación de equipos médicos.
- La resolución de la señal de salida debe de menor de 200 nV.
- Las señales adquiridas por esta tarjeta deberán ser muy similares a las señales adquiridas por las tarjetas que ya se encuentran en el mercado con una diferencia entre ellas no mayor al 15%.
- El software graficara en tiempo real las señales adquiridas.
- El software será capaz de realizar filtrado digital.

#### 4.1.3 De Restricción

- La tarjeta deberá contar con un manual de usuario.

- La tarjeta no puede superar en costos a \$1.000.000.
- La tarjeta tiene que ser potable, sus dimensiones serán de máximo 8x8 cm.
- Contar con pruebas para verificación de su calidad.

## 4.2 Metodología del Diseño

En este apartado se muestra el análisis y diseño de cada una de las etapas que fueron necesarias en esta tarjeta. Se realiza el esquema general del proyecto partiendo de una caja negra para realizar el respectivo análisis y necesidades del proyecto.

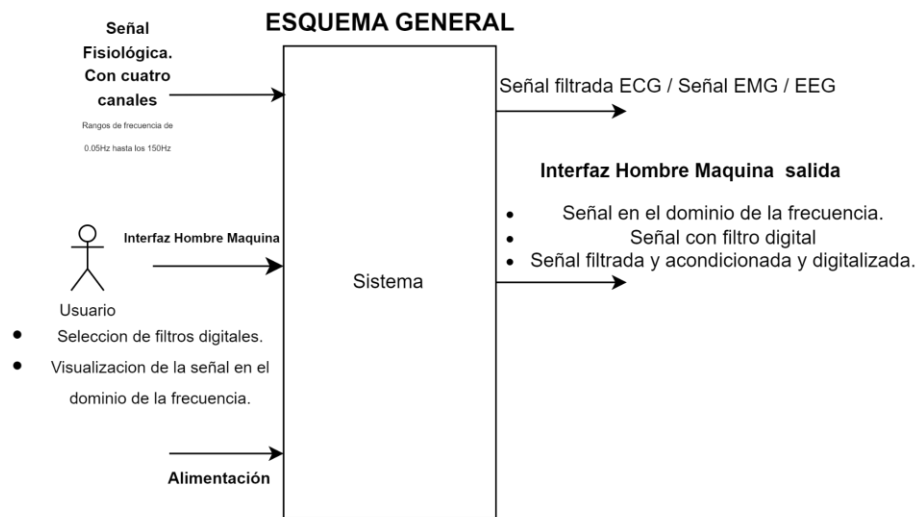


Figura 17. Caja negra del sistema

Con la figura 17 se procede a realizar el diagrama de bloques específico del sistema teniendo en cuenta cada una de las fases necesarias para obtener la salida que se está buscando.

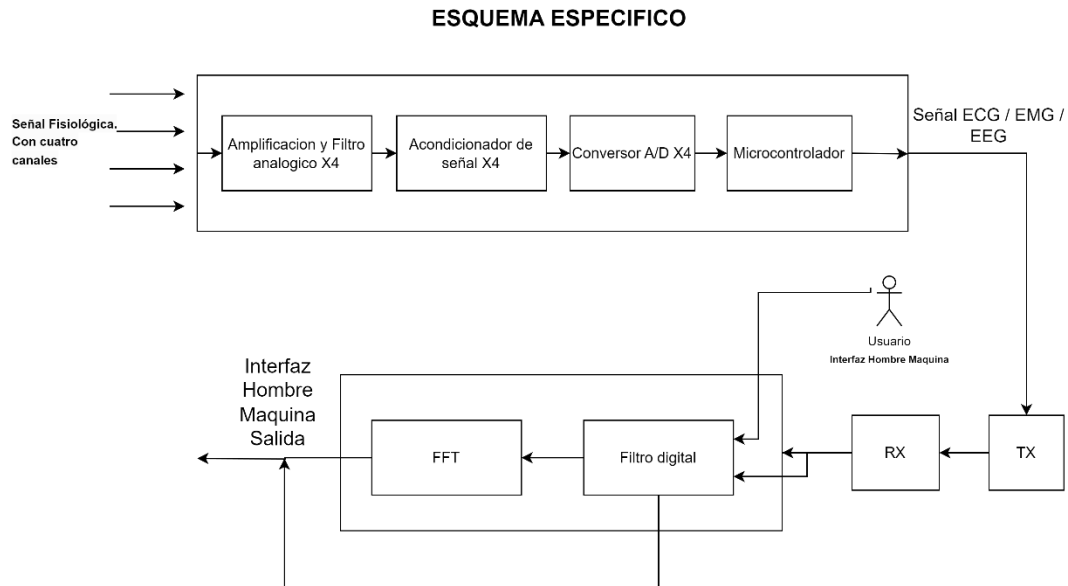


Figura 18. Diagrama de bloques específico del sistema.

Teniendo en cuenta cada una de las fases necesarias se realiza el análisis y diseño de cada una, así mismo realizando la selección de componentes adecuada para la necesidad del proyecto con sus respectivas pruebas para posteriormente realizar la unión de las etapas y obtener los resultados.

A continuación, se muestra detalladamente cada una de las fases que componen el proyecto, en donde se plantean los requerimientos existentes de cada etapa, la etapa de selección de componentes y finalmente los cálculos asociados a cada una de las etapas.

#### 4.2.1 Etapa de amplificación.

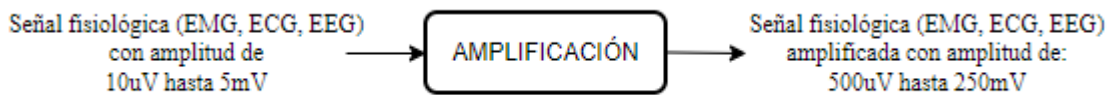


Figura 19. Diagrama de bloques de amplificación.

Para la etapa de amplificación, considerando que la aplicación a realizar es de tipo médico, es necesario emplear amplificadores de instrumentación, esto debido a que son amplificadores precisos y con valores altos de CMRR que permiten eliminar las señales

comunes a la entrada que pueden llegar a distorsionar la señal fisiológica que se desee tomar y es que al ser señales pequeñas pueden verse alteradas fácilmente.

*Tabla 3. Tabla comparativa para selección del amplificador.*

PARÁMETROS	AD620	INA114	AD8237
CMRR (dB)	90-130	96-120	106-140
Voltaje mínimo operación unitario(V)	5	5	1.8
Ganancia	1-10000	1-10000	1-1000
Ancho de banda (Hz)	120K	1K	100K
Costo (USD)	11.94	14.29	3.03

En relación con la selección del amplificador de instrumentación, se han evaluado diversas opciones, como el AD620, que es comúnmente utilizado, el INA114, y otra alternativa, el AD8237. Entre estas opciones, se han considerado varios aspectos, incluyendo precio, CMRR (Relación de Rechazo en Modo Común), voltaje de operación, ganancia y ancho de banda.

En términos de precio, el AD8237 se destaca como la opción más económica, mientras que los otros dos amplificadores son más costosos, aunque se encuentran dentro de un rango de precios similar entre sí. En lo que respecta a la calidad, los tres amplificadores son excelentes opciones. Sin embargo, el AD8237 presenta una característica distintiva al incorporar amplificadores de transconductancia en su diseño. Esta característica permite que el amplificador maneje valores de voltaje bajos directamente en su entrada, evitando la necesidad de una etapa previa de Preamplificación.

En cuanto al rendimiento, el AD8237 exhibe un CMRR superior. Por estas razones, se ha tomado la decisión de optar por el AD8237 en la etapa de amplificación.

Teniendo definido el amplificador de instrumentación a usar, es necesario determinar la ganancia deseada y los cálculos asociados para generar dicha ganancia.

En la figura 20 es posible observar la configuración del amplificador de instrumentación para que realice una ganancia determinada.

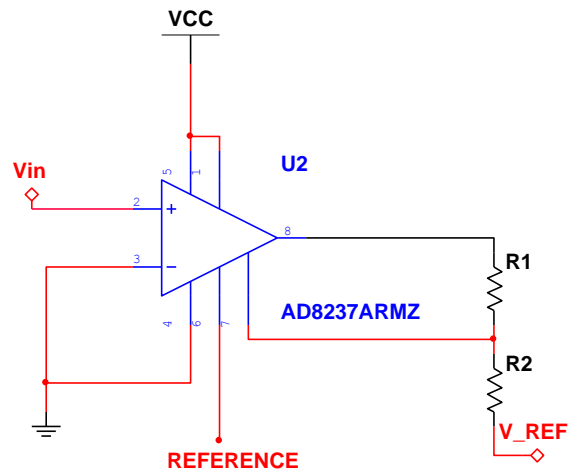


Figura 20. Configuración del amplificador.

Para los cálculos de la Ganancia se tomó en cuenta que la ganancia deseada es de 51, para esto, según el datasheet, se tiene la siguiente ecuación.

$$G = 1 + \frac{R_1}{R_2} \quad (1)$$

$$50 * R_2 = R_1$$

$$\text{Dado } R_2 = 2k\Omega$$

$$50 * 2k\Omega = R_1 = 100k\Omega$$

#### 4.2.2 Etapa de filtrado

Esta etapa es la encargada de filtrar el ruido y todas las demás señales que se encuentren fuera de las señales de interés definidas en los requerimientos, lo que se obtiene es que los filtros solo dejen pasar las señales que se encuentren dentro de los rangos, en este punto se realizan los cálculos teniendo en cuenta el comportamiento de las etapas individuales.

### 4.2.2.1 Filtro pasa altas

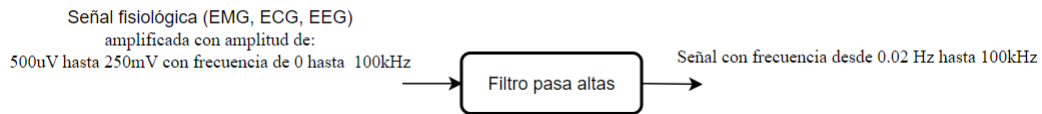


Figura 21. Diagrama de bloques de filtro pasa altas.

Para la etapa de filtrado en este circuito es necesario determinar los requerimientos de filtro, para esto es necesario saber las frecuencias de corte de los filtros, estos se determinan a partir de los requerimientos y la frecuencia de las diferentes señales a obtener, de manera que se tiene lo siguiente:

La frecuencia de corte de 0.05 Hz para para el filtro pasa altas y es que se tiene que la frecuencia mínima a la que actúan las señales a trabajar es de este valor, para el diseño se optó por definir este valor de corte en 0.02Hz de manera inicial, esto para que no haya atenuación presente en los 0.05Hz.

Otro aspecto importante a considerar son los dispositivos a usar, para esto se tuvo en cuenta la hoja de datos dada para el amplificador usado en la etapa previa en donde se usa un amplificador operacional AD8607 para el diseño de un ECG, se leyó la documentación del operacional verificando y analizando cada uno de los requerimientos que se necesitaban por esta etapa y se optó por este, por otro lado se encuentran los elementos pasivos, para este proyecto se emplearán dispositivos SMD en empaquetado 0603, de manera que cuando se haga el ajuste de los cálculos para valores comerciales se tendrá en cuenta este factor.

Finalmente, se tiene en cuenta la topología a emplear, para este caso se tiene en cuenta la etapa previa de amplificación en donde el fabricante del amplificador indica que se puede conectar un circuito integrador en el terminal de referencia con el fin de eliminar el voltaje de offset a la salida del amplificador de instrumentación, de igual manera, bajo este uso el integrador se puede emplear como filtro pasa altos, de manera que tendría una doble funcionalidad.

Para definir las ecuaciones del integrador es necesario determinar la topología a implementar, se presenta una resistencia en paralelo al capacitor con el fin de controlar la saturación que se llegue a generar cuando un valor DC pase por el amplificador, otro aspecto a tener en cuenta son las resistencias R1 y R, donde R1 se emplea en los cálculos para determinar el valor de la frecuencia de corte, mientras que R se emplea para eliminar la corriente de polarización.

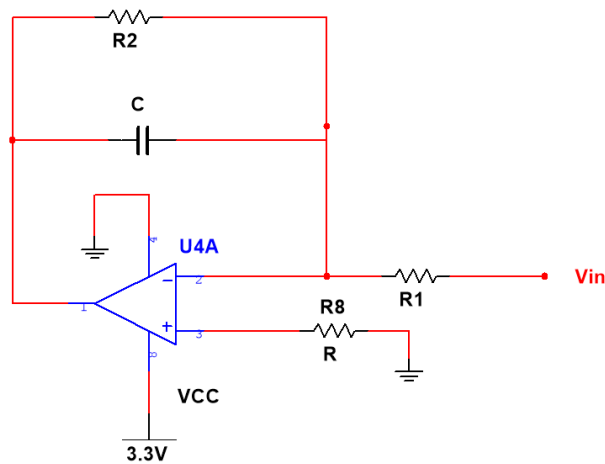


Figura 22. Conexiones del filtro pasa altas.

De manera inicial es importante determinar el capacitor a emplear para que se genera la frecuencia de corte deseada, para eso se emplea la siguiente ecuación:

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot R_1 \cdot C} \quad (2)$$

Asumiendo un  $R_1 = 1M\Omega$

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot 1M \cdot 20m} = 7.95\mu F$$

El valor obtenido para el capacitor es de 7.95uF, pero su valor más cercano dado un empaquetado de 0603 en capacitores es de 10uF, de manera que se vuelve a realizar el cálculo de la frecuencia de corte, para esto se empleara la ecuación 2.

$$f_c = \frac{1}{2\pi * 1M * 10u} = 15.91mHz$$

Obtenidos los valores de R1 y de C se procede hallar el valor de R2 que se encargara de controlar la saturación en el amplificador, para realizar esto es necesario emplear la siguiente ecuación:

$$R_2 = 12.7 * A * R_1 \quad (3)$$

Donde A se refiere a la ganancia y en este caso es 1

$$R_2 = 12.7 * 1 * 10M = 12.7M\Omega$$

Teniendo en cuenta que se busca un valor comercial para una resistencia de SMD de empaquetado 0603 es necesario buscar el valor más próximo de la resistencia, en este caso es de 10MΩ

Ahora se pretende obtener el valor de R que se encargará de eliminar la corriente de polarización, para eso se tiene la siguiente ecuación:

$$R = R_2 || R_1 \quad (4)$$

$$R = 10M || 1M = 909K\Omega$$

#### 4.2.2.2 Filtro pasa bajas

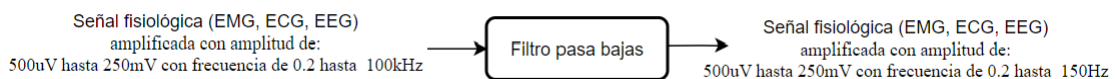


Figura 23. Diagrama de bloques de filtro pasa bajas.

Para la selección de este filtro se debe tener en cuenta que ya paso por una etapa de amplificación y por el pasa altos, de manera que la selección en esta etapa no debe de implicar una ganancia en sí mismo, solo es necesario que pase la señal que se necesita, y con el fin de ahorrar en costos se optó por el diseño de un filtro pasa bajo pasivo.

La configuración para un filtro pasa bajos siempre es la misma, se tiene un circuito en serie con un resistor y un capacitor, en base a esto se realizan los cálculos con el fin de determinar el comportamiento de este en frecuencia, para esto es necesario determinar el voltaje a la salida en función al voltaje de entrada, para esto entonces se realiza un divisor de voltaje y de igual manera se hace la representación en el plano “S” de cada uno de los elementos presentes en el circuito, de manera que se tiene lo siguiente:

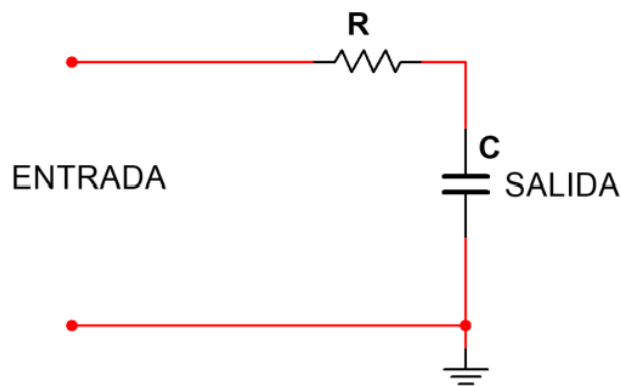


Figura 24. Diagrama de circuito filtro pasa bajas.

$$R = R ; C = \frac{1}{sC} \quad (5)$$

$$V_o = \frac{\frac{V_i}{sC}}{R + \frac{1}{sC}} \quad (6)$$

Finalmente, se obtiene el valor de la función de transferencia para un filtro pasa bajas, esta función se emplea para determinar el comportamiento del filtro a diferentes frecuencias.

$$H(S) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{RSC+1} \quad (7)$$

Para determinar el valor de la resistencia y el capacitor se tiene sabido que la frecuencia de corte debe de ser 150 Hz dentro de la banda de interés, teniendo esto en cuenta se procede a determinar por medio del despeje de la ecuación de frecuencia de corte para determinar el valor de la resistencia, se fija el valor del capacitor teniendo en cuenta que este es el valor más complicado de hallar de manera comercial, de manera que se determina que el valor para el capacitor será de 1uF, con esto dado, se procede a hallar el valor de resistencia.

$$R = \frac{1}{2\pi * 150Hz * 1\mu F} = 1061.03\Omega$$

El valor comercial más cercano de está resistencia es de 1KΩ, de manera que se procede a tomar este valor en el diseño, pero de igual manera se recalcula la frecuencia de corte para ese valor resistivo.

$$f_c = \frac{1}{2\pi * 1k\Omega * 1\mu F} = 159.15Hz$$

### 4.2.3 Etapa de conversión analógica-digital

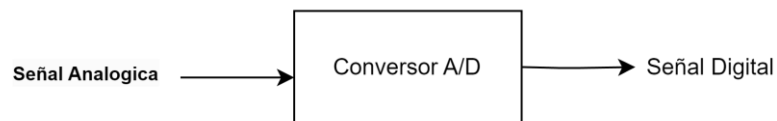


Figura 25. Diagrama de bloques etapa Conversión analógica-digital.

Como requerimiento de la aplicación para este proyecto se requiere un conversor A/D que tenga gran precisión y así mismo bajo consumo de energía, este deberá contar con cuatro canales de entrada analógicas.

Sabiendo esto se realiza la investigación de los conversores análogos digitales llegando a la conclusión que la mejor opción es seleccionar un ADC sigma-delta ya que cumple con los requerimientos planteados.

Para realizar el cálculo se necesita de la frecuencia de muestreo así mismo la duración de la señal. Para obtener la frecuencia de muestreo va a depender de la frecuencia máxima obtenida de la señal, según el teorema de Nyquist-Shannon. Este teorema establece que la frecuencia

de muestreo debe ser al menos diez veces mayor que la frecuencia máxima presente en la señal para evitar la pérdida de información y la aparición de artefactos en la señal digitalizada.

En el caso de la señal fisiológica se selecciona la que tiene la frecuencia más alta que es la de electromiografía (EMG) que la frecuencia máxima puede ser de hasta 150 Hz. Según el teorema de Nyquist la frecuencia de muestro tiene que ser mayor que el doble de la señal tenemos que la frecuencia de esta señal, pero si se quiere asegurar una buena calidad de la señal tiene que ser mayor, pero en este caso tenemos que asegurar que como mínimo la frecuencia de muestreo sea de 300 Hz.

$$F_s = 150\text{Hz} * 2 = 300\text{Hz} \quad (8)$$

Resolución de la señal

$$\text{Resolución} = \frac{(V_{\max} - V_{\min})}{2^n} \quad (9)$$

Donde:

- $V_{\max}$  es el valor máximo que puede tomar la señal.
- $V_{\min}$  es el valor mínimo que puede tomar la señal.
- $N$  es el número de bits utilizados para representar la señal.

Las señales por medir están en un rango de -600mV a 600mV y vamos a utilizar una conversión análoga digital de 24 bits

$$\text{Resolución} = \frac{(600\text{mV} - (-600\text{mV}))}{2^{24}} = 71.52\text{nV}$$

Las señales por medir están en un rango de -600mv a 600mV y vamos a utilizar una conversión

análoga digital de 12 bits

$$\text{Resolución} = \frac{(600\text{mV} - (-600\text{mV}))}{2^{12}} = 292.96\mu\text{v}$$

En esta aplicación se necesita una resolución alta y entre mayor sea la resolución la medida va a ser más precisa. Se puede concluir que con un conversor de 12 bits podríamos tener una buena resolución, pero sí se puede uno de 24 bits se podrá experimentar mejores resultados.

Tabla 4. Tabla comparativa selección conversor ADC

PARÁMETROS	NECESARIO	MCP3912	ADS1298	ADS1015	LTC2499
# de canales	4	4	8	4	4
# de muestras	120KSps	125KSps	16KSps	33KSps	23.8KSps
Resolución	+12bits	24 bits	24 bits	12 bits	24 bits
Amplificadores de entrada	Si	Si	Si	Si	Si
Precisión	Alta	Alta	Alta	Alta	Alta
Costo(dólares)	Menor a 5	4.52	8	3.1	10.4

Con esta comparación se decidió usar el integrado MCP3912 ya que cumple con todas las condiciones necesarias además ofrece muchos beneficios por un costo bastante razonable.

#### 4.2.4 Etapa de potencia

La tarjeta será alimentada con batería ya que se necesita que sea portable, se necesitará un regulador para obtener la alimentación que es requerida que es de 3.3V ya que de este valor no se consiguen baterías o su costo es muy elevado, entonces usaremos tres o cuatros baterías de 1.5V C/U para tener un total de 4.5 V o 6V y regular a 3.3V.



Figura 26. Referencia porta pilas.[46]

Se tiene que mantener una tensión de salida constante y estable, incluso cuando la fuente que en este caso son baterías cuyo voltaje puede variar debido a la carga y descarga, después de

un análisis de los diferentes tipos de reguladores que existen tomamos la opción de escoger un regulador de voltaje lineal ya que son muy simples así mismo-económicos.

Tabla 5. Tabla comparativa selección regulador.

PARÁMETROS	NECESARIO	LM7805	NCP551	LM317	LM1117
Es lineal	Lineal	Lineal	Lineal	Lineal	Lineal
Corriente de reposo	$\mu\text{A}$	5mA	4 $\mu\text{A}$	5mA	7mA
Vin	6v	Max 35v	Max 12v	Max 37v	Max 15v
Vout	3.3v	5v	3.3v	3.3v	3.3v
Costo(dólares)	Bajo	2	0.75	4	6

Con esta comparación se decidió usar el regulador de 3.3 V NCP551SN33T1G que pertenece a la familia de los NCP551 ya que cumple con todas las condiciones necesarias que se estaban buscando. El datasheet muestra la manera típica de conexión del regulador y esta es la que se usa para obtener los 3.3V, así mismo se recomienda que el valor de C1 sea de 1 $\mu\text{F}$  ya que los valores más altos y la ESR más baja mejoran la respuesta transitoria general de la línea.

También muestra el desacoplamiento de salida con C2 ya que es un regulador estable y no requiere ninguna resistencia en serie equivalente especifica ni una corriente de salida mínima. El valor mínimo de desacoplamiento es de 1 $\mu\text{F}$  y se puede aumentar para mejorar el rechazo de ruido y su respuesta.

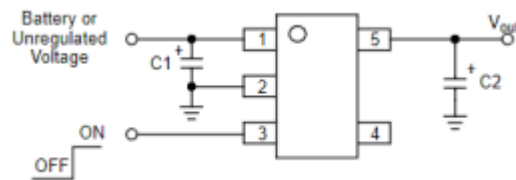


Figura 27. Conexión general conversor NCP551SN33T1G.[47]

Se usará un diodo schottky como protección entre las baterías y el regulador se usa este ya que tiene una baja caída de tensión ya que estos tienen una caída de tensión directa significativamente más baja [35] en comparación con los diodos normales y esto hace que se

reduzca las pérdidas de energías, así mismo estos tienen un tiempo de recuperación más rápido esto permite una conmutación más rápida y reduce el ruido y las pérdidas de energía asociadas.

#### **4.2.5 Etapa Microcontrolador**

Para la etapa del microcontrolador, se necesita escoger uno que permita la integración del convertidor MCP3912 por medio del protocolo SPI. El MCP3912 presenta una serie de registros que incluyen aspectos cruciales como la configuración de canales, la frecuencia de muestreo (muestras por segundo), la relación de sobremuestreo (OSR), entre otros parámetros significativos para el procesamiento de señales.

El proceso inicial comprende la escritura de la configuración deseada en los registros del MCP3912, esta configuración está expresada normalmente en números binarios o hexadecimal que abarca la habilitación de canales específicos, la definición de la frecuencia de muestreo apropiada para la aplicación, así como otros parámetros.

Posteriormente, se procederá a la etapa de lectura de datos, donde se capturarán y procesarán los datos provenientes del MCP3912, los cuales se tendrán que configurar con el microcontrolador según las necesidades del proyecto. Esta lectura de datos proporcionará información crucial para el análisis, contribuyendo al correcto funcionamiento y control de la tarjeta de adquisición de señales.

La elección del microcontrolador a utilizar se basará en criterios como la velocidad de transmisión, la facilidad de integración con el MCP3912 y otros componentes del sistema, así como la disponibilidad de funcionalidades adicionales como WIFI, que pueden agregar valor al proyecto. Se espera que la selección del microcontrolador se realice considerando estas y otras características relevantes.

Tabla 6. Tabla comparativa selección microcontrolador

PARÁMETROS	NECESARIO	ATmega328P	ESP-12F	ATSAMD21
Protocolo de comunicación	Protocolo SPI	Si tiene	Si tiene	Si tiene
Velocidad	Alta	20MHz	80MHz	48MHz
Envío de datos	Comunicación Serial	Comunicación serial	WIFI y conexión serial	Comunicación serial
Costo(pesos)	Bajo	30.000 cop	11.000 cop	70.000 cop

Con esta comparación se decidió usar el microcontrolador ESP12-F ya que cumple con todas las condiciones necesarias establecidas, principalmente por su costo y el plus adicional que ofrece es el poder realizar en un futuro la comunicación de la tarjeta con el software por medio de WIFI.

#### 4.2.6 Etapa de comunicación

Para esta etapa se tiene que la comunicación se puede realizar de diversas formas, puede ser Mediante Wifi, Conexión directa – cables, Zig-bee, Bluetooth, etc.

En cuanto a las diversas comunicaciones empleadas, se tiene Wifi que se descarta por el tiempo y alcance del proyecto ya que requiere un poco más de trabajo en software, pero es una muy buena opción además que el microcontrolador usado tiene la comunicación wifi. Los beneficios de esta tecnología es la distancia que puede alcanzar con respecto a los demás, y que puede ser más fácil la conexión con cualquier pc.

En cuanto a la conexión directa el problema es su alcance y es que es en algunas ocasiones es necesario tener largos cableados y que siempre tiene que estar conectados o cerca de un computador para realizar la conexión entre la tarjeta y el pc, debido al alcance del proyecto y al ser un prototipo esta es una muy buena opción.

El Zig-bee es una alternativa económica, pero una baja capacidad de envío de datos, de igual manera su alcance es menor al bluetooth y wifi, aunque su consumo de potencia es menor, sería una opción viable, pero como se tiene que realizar un envío de datos constante y con velocidad al computador para la toma de datos en tiempo real, se descarta.

Finalmente, la opción bluetooth también es una muy buena opción, pero se descarta por el microcontrolador seleccionado ya que se prefirió dejar la opción de wifi, de igual manera está es una opción siempre usada en estos casos en toma de datos para señales médicas, por ejemplo, los smartwatches usan Bluetooth como forma de enviar los datos del usuario al celular acerca de sus signos vitales.

De acuerdo con la información, por el alcance del proyecto se selecciona la conexión directa por cables, dejando la opción de posteriormente poder realizar el envío de los datos por medio de wifi ya que el microcontrolador seleccionado nos facilita esta opción

### **4.3 Descripción Técnica del Producto**

La presente descripción técnica del producto presentara los aspectos claves del proyecto de grado. En esta sección, se explorarán los elementos que hacen posible la propuesta y los planteado a nivel de diseño, se presentan desde diseños esquemáticos de cada parte del proyecto como el diseño en su totalidad, hasta las simulaciones que sustentan el funcionamiento deseado y calculado en la etapa previa.

#### **4.3.1 Hardware**

##### **4.3.1.1 Diagramas esquemáticos**

En las figuras 28 y 29 se observan los diagramas esquemáticos del diseño de la tarjeta en el programa KidCad.

En la figura 28 se evidencian las diferentes etapas de la tarjeta como la de potencia, filtrado, amplificación, protección electrostática, offset, circuito tierra, terminales de salida, terminales de entrada y pines de programación. Está dividido por etapas para que sea más organizado el esquemático, cada sección tiene sus conexiones y para conectarse entre ellas se usan las etiquetas que ofrece el programa.

Las conexiones que se ven de cada una de las etapas se evidencian a lo largo del capítulo de diseño, en algunos casos como en la etapa de potencia se usan las conexiones generales ofrecidas por el fabricante en el datasheet.

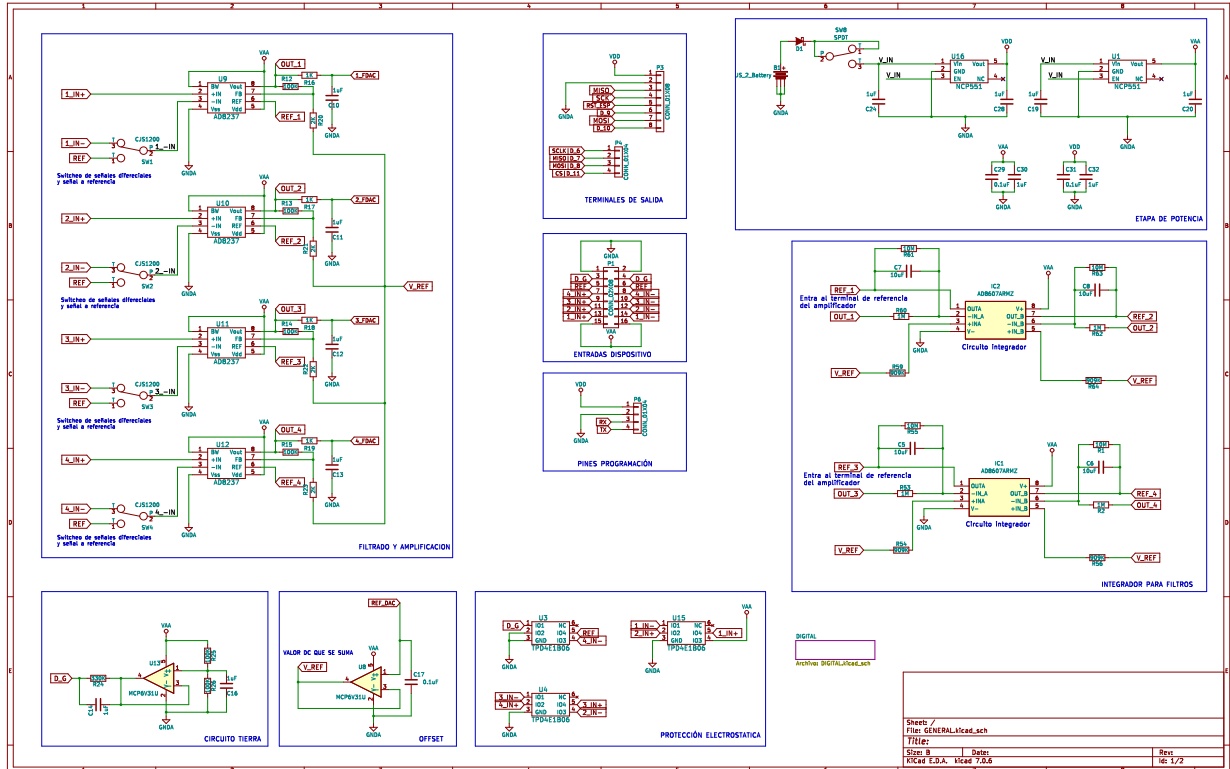


Figura 28. Parte 1 diseño en KiCad

En la figura 29 se aprecian las etapas faltantes que son el convertor analógico digital y el microcontrolador, igualmente estas tienen sus conexiones y por medio de las etiquetas se conectan con las etapas nombradas anteriormente.

En estas etapas se ven algunos valores de resistencias y capacitores con sus conexiones que fueron realizadas de acuerdo con las recomendaciones del fabricante que se observan en el datasheet del MCP3912 y la ESP12-F.

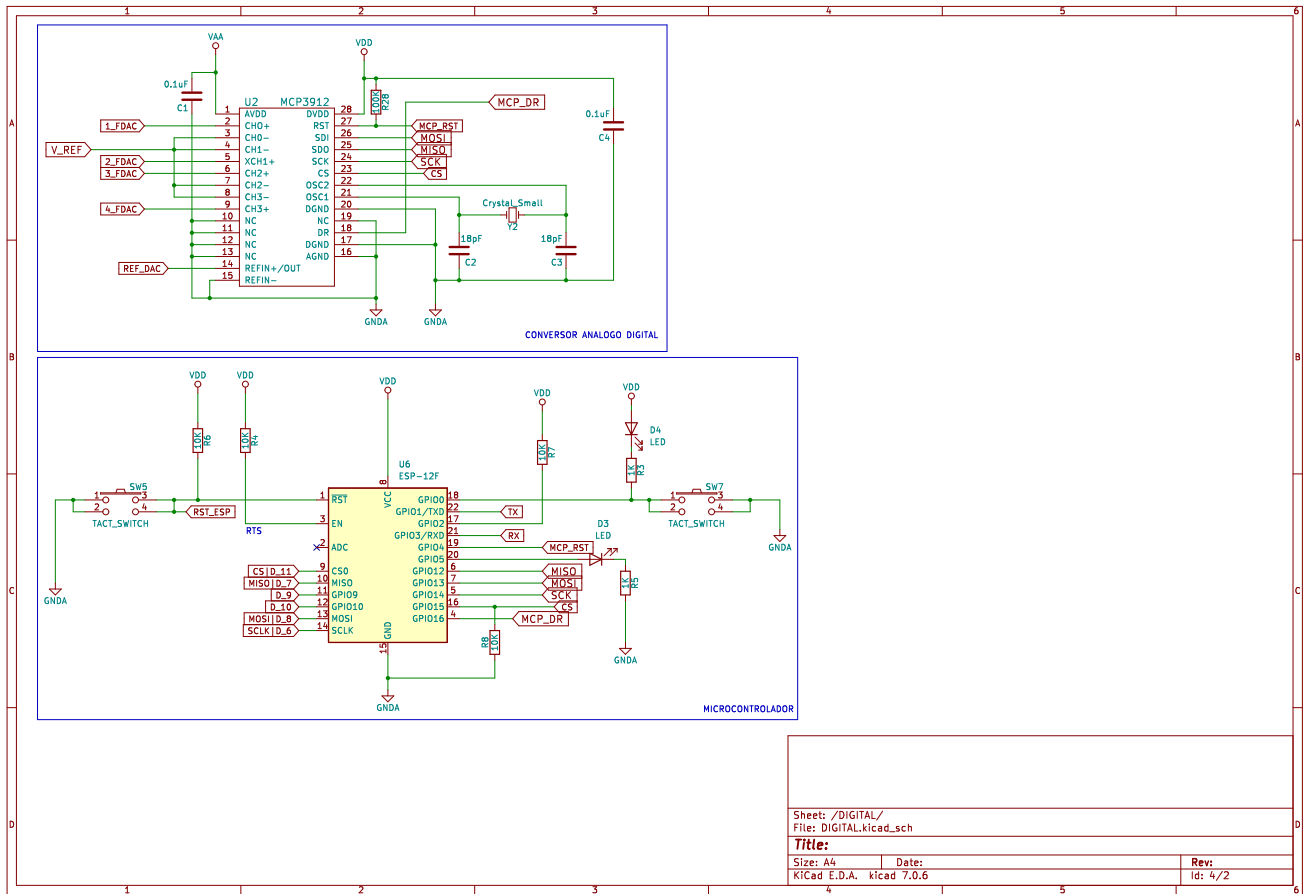


Figura 29. Parte 2 diseño de tarjeta en Kicad.

### 4.3.1.2 Diagramas PCB

Para la realización del diagrama PCB se empleó el software KiCad en su versión 7.0 para dar inicio al diseño se tomó en cuenta el requerimiento de que la PCB debe tener un tamaño máximo de 8x8 cm como máximo, para lo que para realizar esto se optó por tener una placa que contara con 2 caras, también se decidió darles a las pistas diseñadas un tamaño de 0.25 mm que no excede el mínimo de tamaño de la pista que es de 0.127mm para una PCB de 1-2 capas.[48]

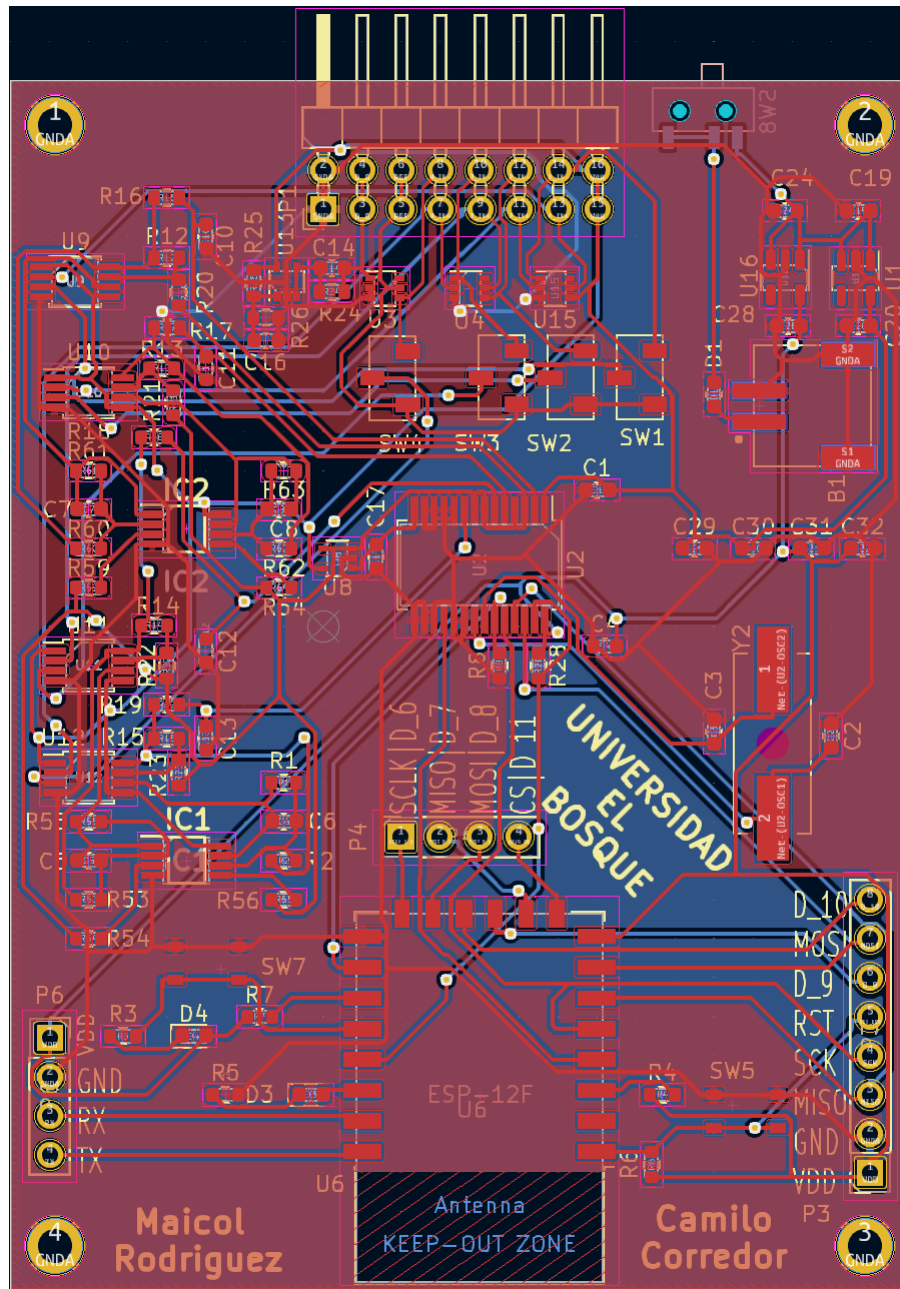


Figura 30. Diseño 2D de la PCB.

En la figura 30 es posible observar el diseño obtenido para la tarjeta, este diseño cuenta con unas medidas de 78,440mmX58,310 que se encuentra dentro del rango permitido, en la tarjeta solo un componente se encuentra por la otra cara y es un switch, la decisión de hacer que los materiales estuviesen su mayoría en un costado fue por una cuestión de costos.

Otro aspecto por mencionar de la tarjeta es que 4 agujeros en las esquinas que son para poner unas patitas que se encarguen de sostener la tarjeta por sí misma.

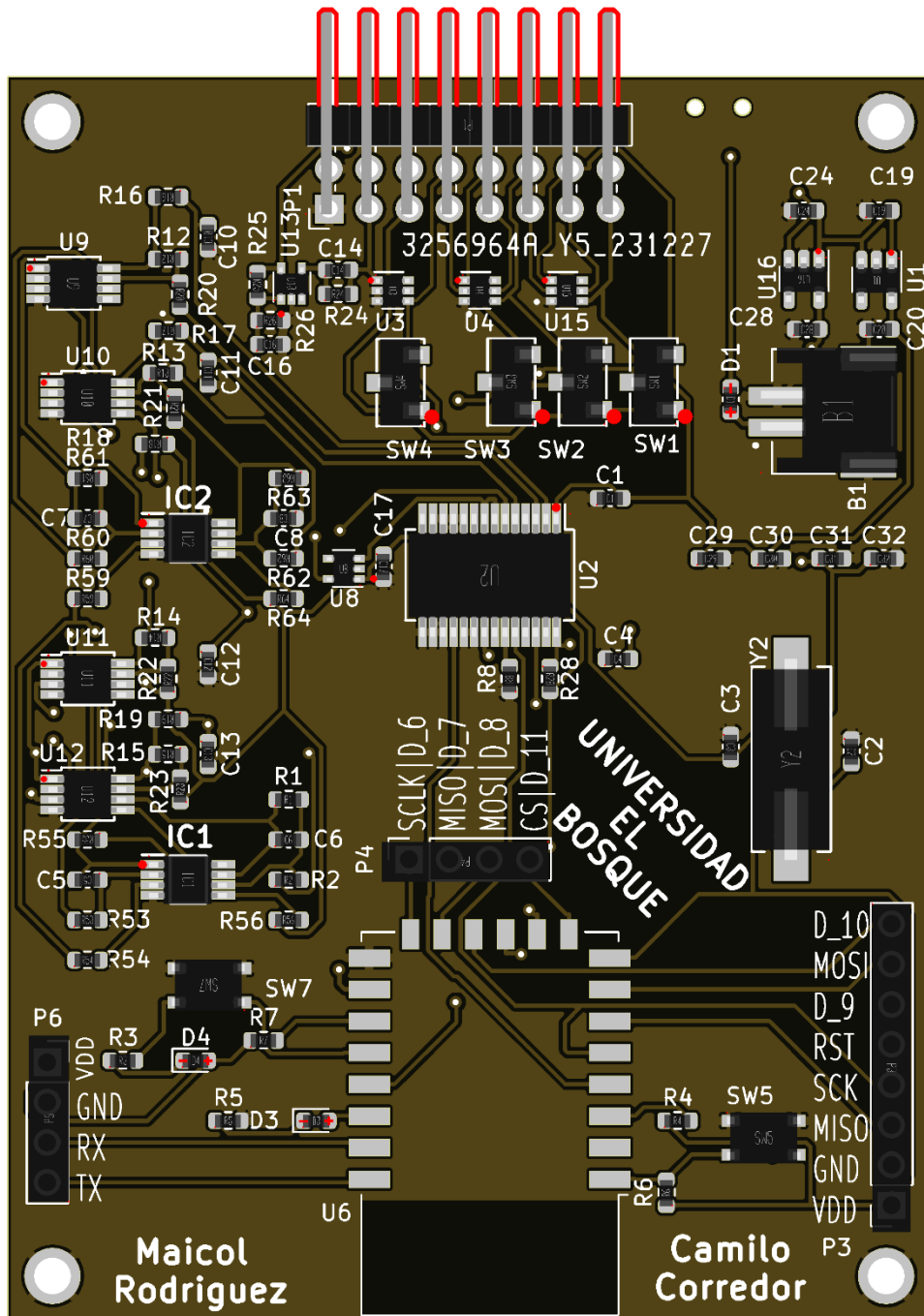


Figura 31. Vista 3D de la PCB.

En la figura 31 es posible observar la vista 3D de la tarjeta realizada en donde se observan los componentes y su posicionamiento ya realizado de manera correcta, cabe recalcar que finalmente se optó por realizar la tarjeta de un color negro.

### 4.3.2 Lista de partes

En este apartado se presentan las partes empleadas para la realización de la tarjeta, en la tabla 7 es posible observar el número del componente en el esquema, la huella empleada para la realización del esquema, la cantidad presente en el esquema y su valor.

Tabla 7. Tabla de componentes empleados en la tarjeta.

Designator	Footprint	Quantity	Value
B1	JST_S2B-PH-SM4-TB_LF__SN_	1	JS_2_Battery
C1, C17, C29, C31, C4	603	5	0.1uF
C10, C11, C12, C13, C14, C16, C19, C20, C24, C28, C30, C32	603	12	1uF
C2, C3	603	2	18pF
C5, C6, C7, C8	603	4	10uF
D1	603	1	D_Schottky
D3, D4	603	2	LED
IC1, IC2	SOP65P490X110-8N	2	AD8607ARMZ
P1	PinHeader_2x08_P2.54mm_Horizontal	1	CONN_02X08
P3	PinSocket_1x08_P2.54mm_Vertical	1	CONN_01X08
P4, P6	PinSocket_1x04_P2.54mm_Vertical	2	CONN_01X04
R1, R55, R61, R63, R8	603	5	10M
R12, R13, R14, R15, R25, R26, R28	603	7	100K
R16, R17, R18, R19, R3, R5	603	6	1K
R2, R53, R60, R62	603	4	1M
R20, R21, R22, R23	603	4	2K
R24	603	1	330K
R4, R6, R7	603	3	10K
R54, R56, R59, R64	603	4	909K
SW1, SW2, SW3, SW4	CJS-1200TA	4	CJS1200
SW5, SW7	PTS810	2	TACT_SWITCH
SW8	SSSS810701_SSSS810701	1	SPDT
U1, U16	SOT-23-5	2	NCP551
U10, U11, U12, U9	MSOP-8_3x3mm_Pitch0.65mm	4	AD8237
U13, U8	SOT-353_SC-70-5	2	MCP6V31U
U15, U3, U4	SOT-363_SC-70-6	3	TPD4E1B06
U2	SSOP-28_5.3x10.2mm_P0.65mm	1	MCP3912
Y2	Crystal_HC49-SD_SMD	1	Crystal_Small

### 4.3.3 Simulaciones

En este apartado se realiza la simulación del subsistema que se compone de filtrado y amplificación, se realizan simulaciones tanto individuales como conjunta de todo el sistema, esto con el fin de observar el comportamiento de cada etapa según los cálculos realizados y a su vez como cada una de estas etapas se relacionan.

#### 4.3.3.1 Etapa amplificación

En la figura 32 es posible observar la etapa de amplificación con los valores seleccionados para la ganancia deseada de  $51V/V$ , en el esquemático es posible observar dos resistencias, R4 y R5 de valores  $100k$  y  $2k$  respectivamente en donde según la ecuación 1 es posible obtener la ganancia mencionada, otro aspecto a observar es la alimentación del amplificador y es que es de  $3.3V$  positivo que corresponde con la alimentación de la tarjeta que es la que se entregara a la salida del regulador de voltaje.

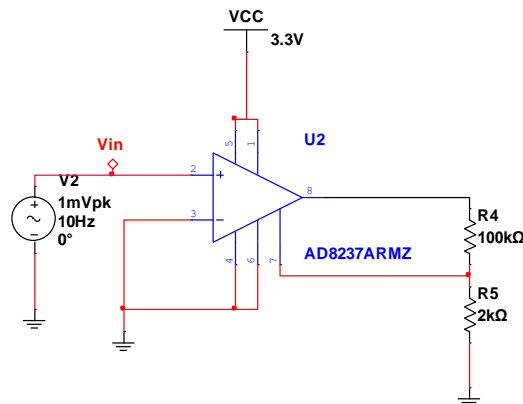


Figura 32. Esquemático de etapa de amplificación.

El comportamiento de la etapa de amplificación se puede observar mediante la simulación a través de 2 formas, su grafica en el tiempo comparando una señal de entrada contra la señal de salida y por medio de diagramas de bode en donde se tiene que presentar una gráfica de señal constante del valor definido en dB, para determinar el valor de la ganancia en dB se empleara la siguiente ecuación:

$$A_{dB} = 20 \log(A) \tag{10}$$

$$A_{dB} = 20 \log(51) = 34.15$$

Teniendo el valor de la ganancia en dB, se procede a realizar el diagrama de bode de la etapa de amplificación para observar si el comportamiento es el esperado, en la figura 33, se puede ver que en dicho diagrama la ganancia es de 34.11, pero a medida que aumenta la frecuencia se observa un decaimiento en esta ganancia, esto sucede por el ancho de banda del amplificador de instrumentación y su comportamiento con respecto a la ganancia definida.

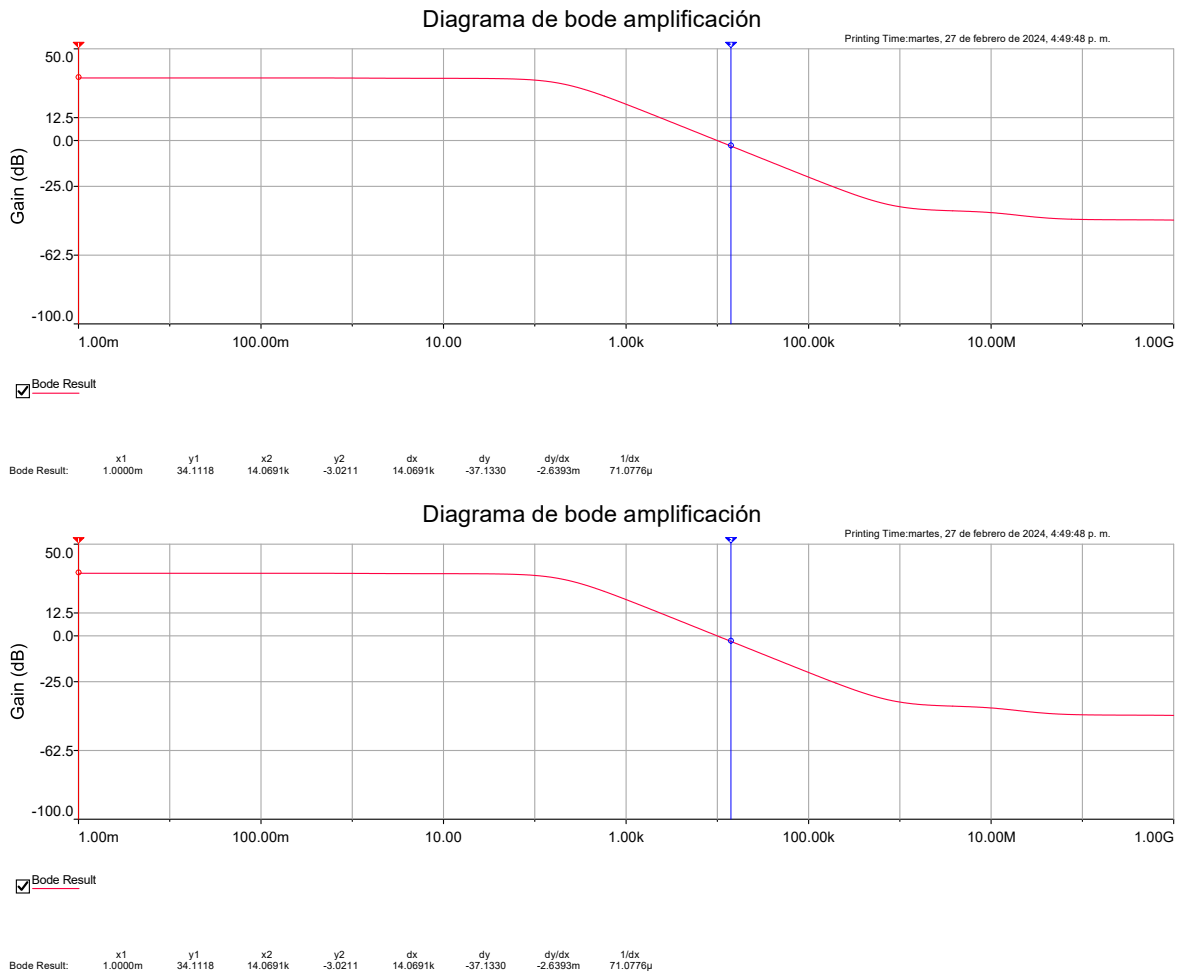


Figura 33. Diagrama de Bode de etapa de amplificación.

La otra forma de comprobar la etapa de amplificación es con el diagrama en el dominio temporal comparando entrada contra salida, para esto se le ingresa al terminal de entrada una

señal seno de 10Hz y 1mV pico como se ve en la figura 32, y se observa su diagrama temporal superponiendo las dos señales como se ve en la figura 34.

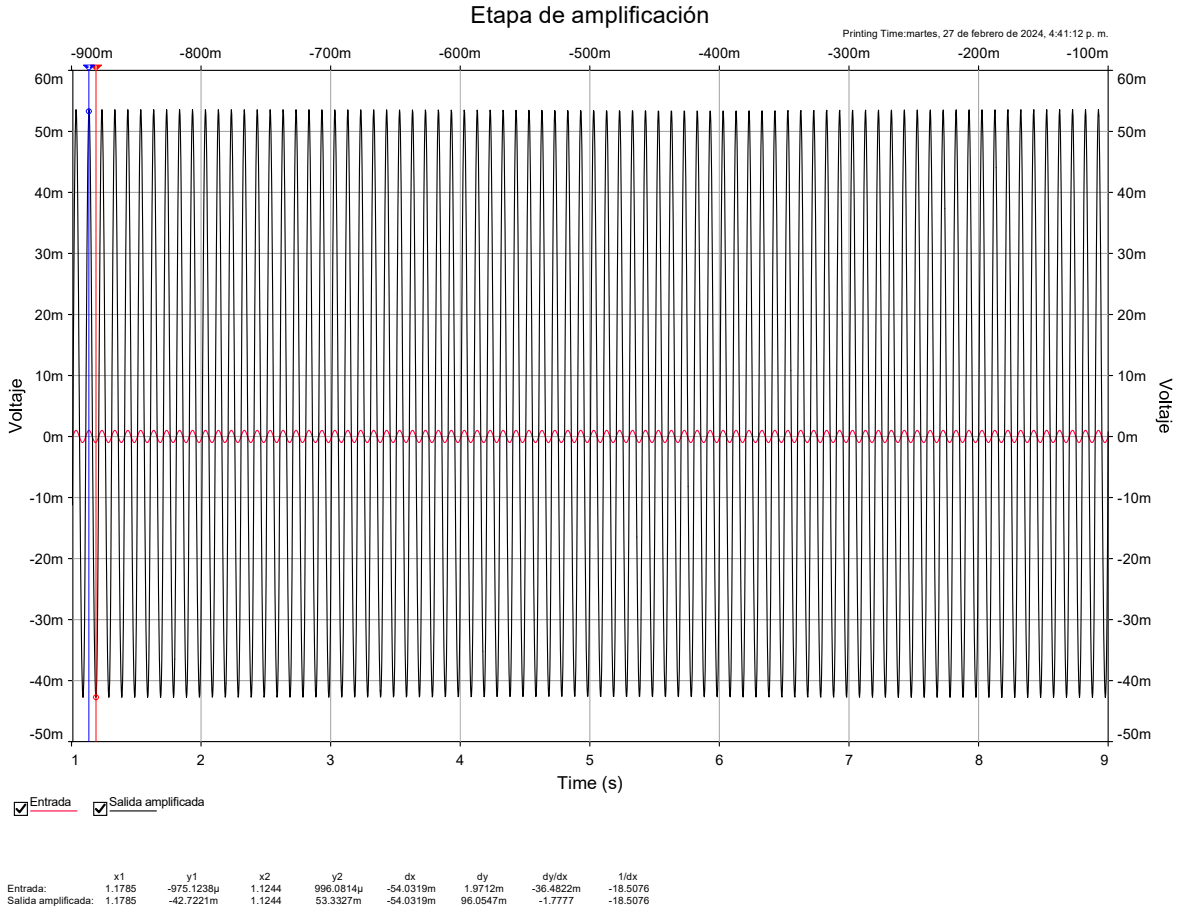


Figura 34. Grafica en el tiempo de amplificación VS voltaje de entrada.

En esta se puede observar que la señal de entrada analizando en dos picos diferentes tiene un valor pico de 996.01μV y de -975.1236μV para dar un valor pico a pico de 1.971mV y en cuanto a la amplificación se tiene un valor -42.7221mV y de 53.3327 que genera un valor pico a pico de 96.0548, ahora se procede a determinar la ganancia mediante la siguiente ecuación:

$$A = \frac{V_o}{V_{in}} \tag{11}$$

$$\frac{96.0548 \text{ mV}}{1.971 \text{ mV}} = 49$$

La ganancia obtenida es de 2 unidades menor, o lo que es un 3.92% menor, pero es un error tolerable.

#### 4.3.3.2 Etapa filtro pasa altas

Para la simulación de la etapa de filtrado pasa altas se realiza el esquemático que emplea la etapa de amplificación, la etapa de referencia que me genera un valor DC sobre el que se va a montar la señal, es decir, la señal de salida oscilara teniendo 1.2V como si fuera el valor de 0. También se encuentra el circuito integrador que se encuentra dentro del lazo de realimentación al terminal de referencia del amplificador de instrumentación que actuara como el filtro y el que define la frecuencia de corte mediante los valores de resistencia y capacitancia halladas en el apartado anterior.

En la figura 35 es posible ver las etapas mencionadas, así como los valores de resistencias, capacitores y alimentación.

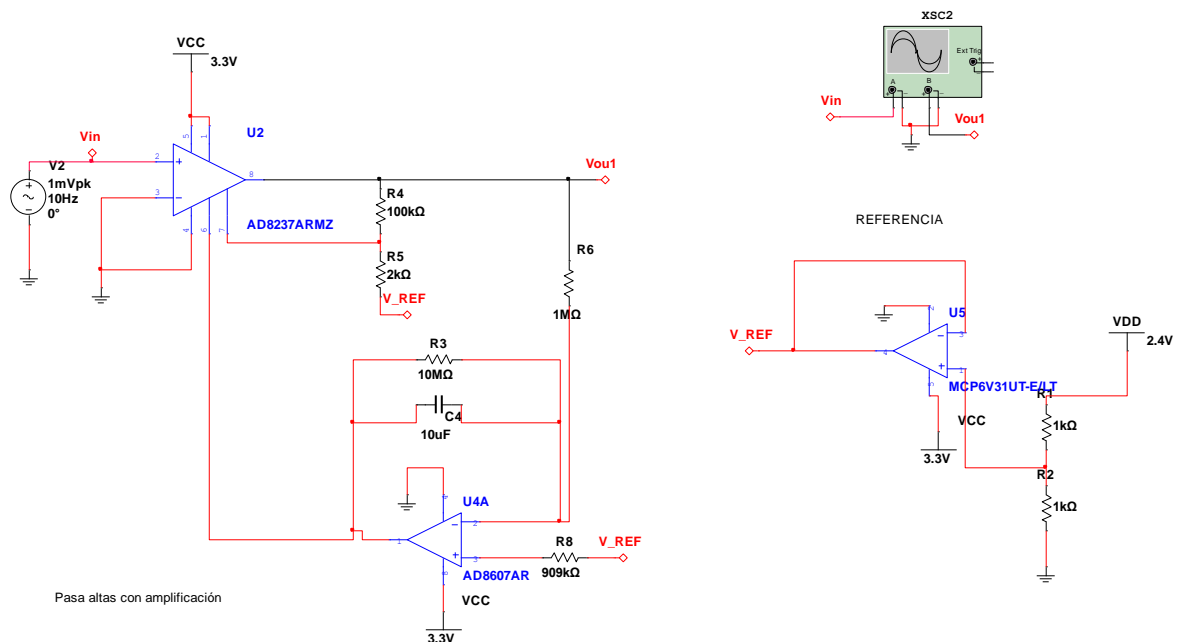


Figura 35. Esquemático de la etapa de filtrado pasa altas.

Obtenido el esquemático se procede a realizar el diagrama de bode y la gráfica en el tiempo para comprobar su correcto funcionamiento, dado que la frecuencia de corte calculada es de

15mHz su valor en amplitud para ese valor frecuencial debe ser de -3dB que indica que frecuencias superiores serán atenuadas, en la figura 36 se busca por el primer valor que genere la amplitud de -3 dB, en este caso se puede observar que el valor en frecuencia es de 11.3mHz, es ligeramente más bajo a lo calculado, pero es un error tolerable y siendo un valor por debajo no recortara señal de importancia.

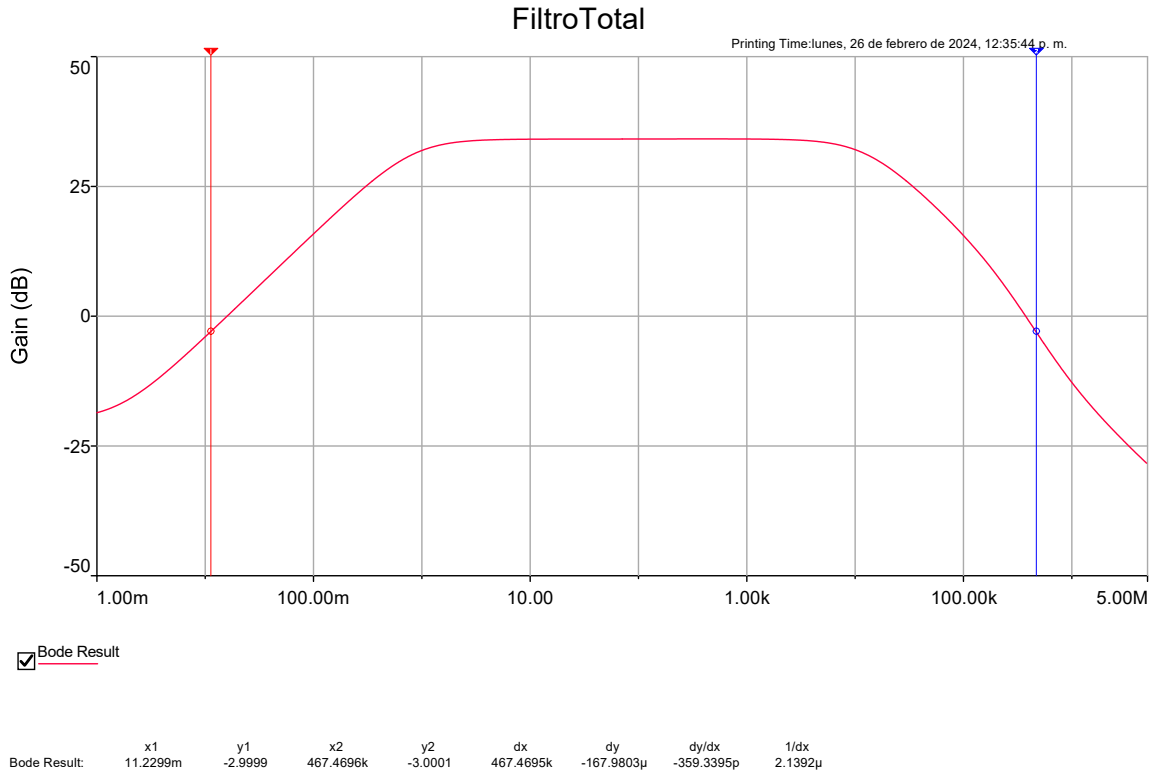


Figura 36. Diagrama de Bode de etapa de filtrado pasa altas.

Ahora se realizan las pruebas en el dominio del tiempo en donde se le ingresa a la entrada del filtro con una señal a una frecuencia que se encuentra en el valor estable del filtro, este valor puede ser visto en el diagrama de bode, el valor seleccionado es de 10Hz.

En la figura 37 se puede ver la señal de salida comparada con la señal de entrada en donde se ve una salida con amplitud pico a pico de 99.6mV y una señal de entrada de 2mV pico a pico, con esto se procede a calcular la ganancia simulada dados estos voltajes.

$$\frac{99.6\text{mV}}{2\text{mV}} = 49.8$$

Y pasando ese valor a dB se obtiene lo siguiente:

$$20 \log(49.8) = 33.94 \text{ dB}$$

La ganancia obtenida corresponde a lo visto en el diagrama de bode y lo calculado anteriormente.

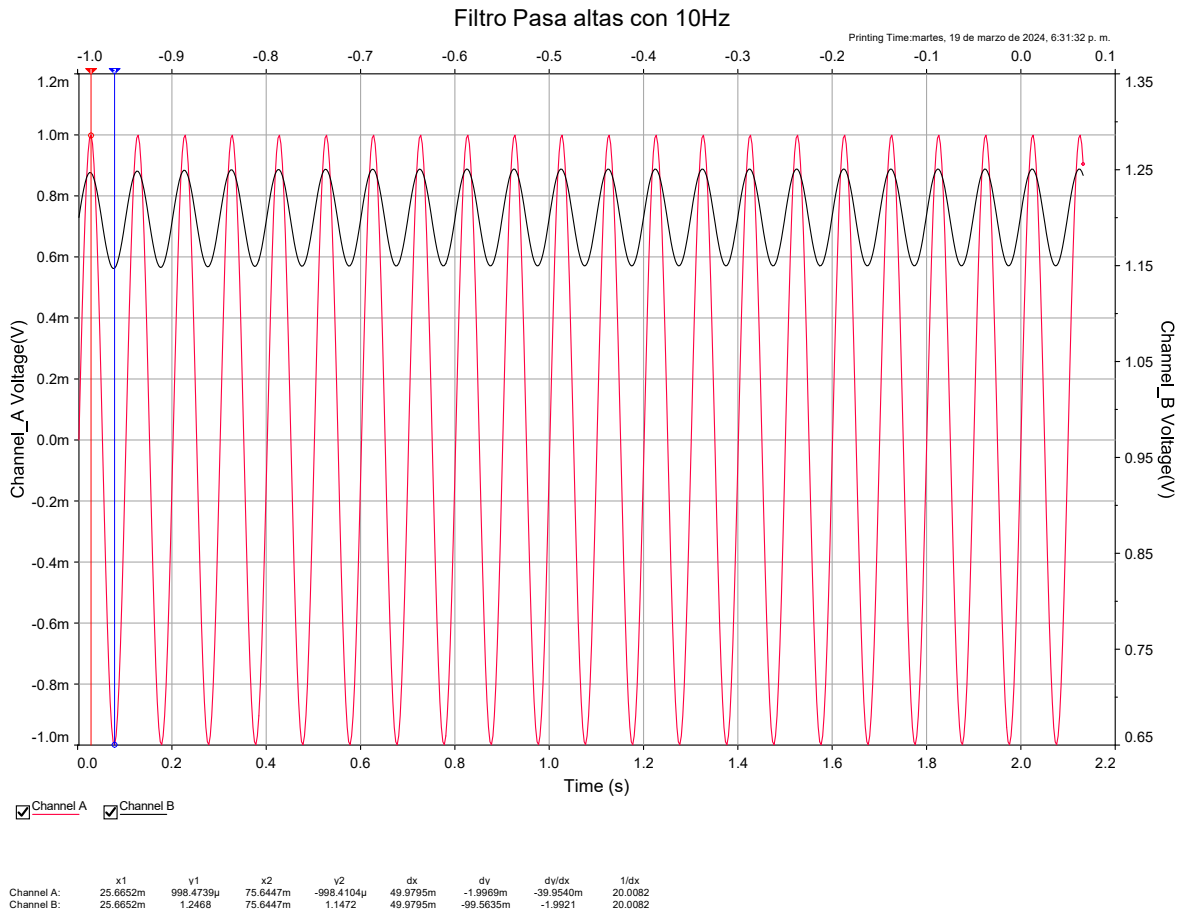


Figura 37. Diagrama en el tiempo de comportamiento de filtro pasa altas a 10 Hz.

De igual forma se procede a realizar el análisis temporal con un voltaje de entrada a una frecuencia de 11mHz, en la figura 38 se puede observar el comportamiento de las señales de entrada con respecto a la salida, el voltaje pico a pico de la señal de salida es de 1.3875mV de manera que se procede a calcular el comportamiento de la ganancia para está frecuencia.

$$\frac{1.3875\text{mV}}{2 \text{ mV}} = 0.6937$$

Y pasando ese valor a dB se obtiene lo siguiente:

$$20 \log(0.6937) = -3.17 \text{ dB}$$

La ganancia obtenida corresponde a lo visto en el diagrama de bode y lo calculado anteriormente.

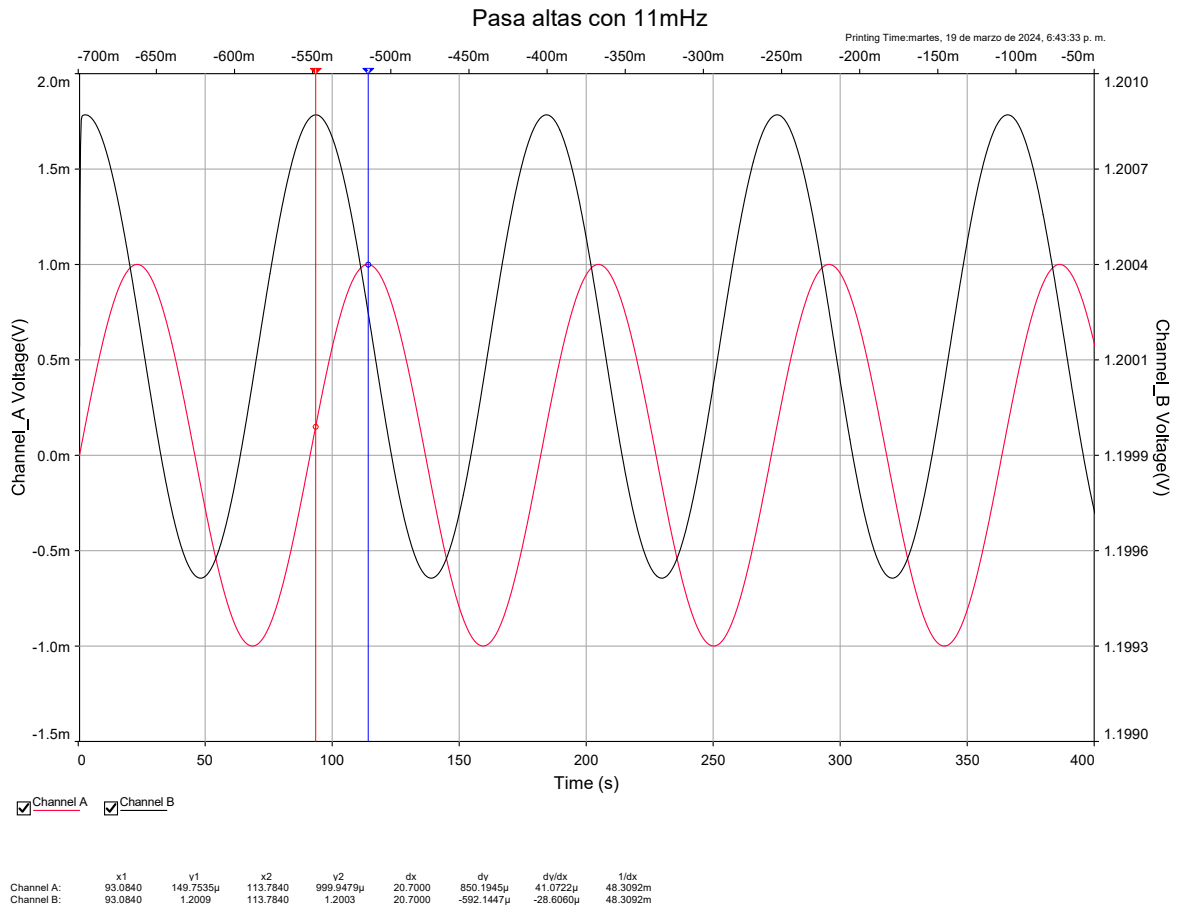


Figura 38. Diagrama en el tiempo de comportamiento de filtro pasa altas a 11 mHz.

### 4.3.3.3 Etapa filtro pasa bajas

Para la realización del filtro se emplearon los elementos pasivos de resistencia y capacitancia obtenidos en la metodología del diseño en la etapa de filtro pasa bajas, el esquemático elaborado se presenta en la figura 39.

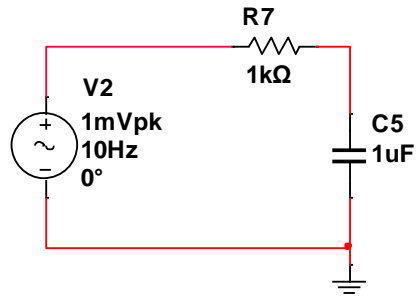


Figura 39. Esquemático de la etapa de filtrado pasa bajas.

Generado el esquemático se procede a obtener el diagrama de bode y la gráfica en el tiempo para comprobar su correcto funcionamiento, dado que la frecuencia de corte calculada es de 159Hz su valor en amplitud para ese valor frecuencial debe ser de -3dB que indica que frecuencias superiores serán atenuadas, en la figura 40, se puede observar como a dicho valor de frecuencia se presenta la amplitud de -3dB.

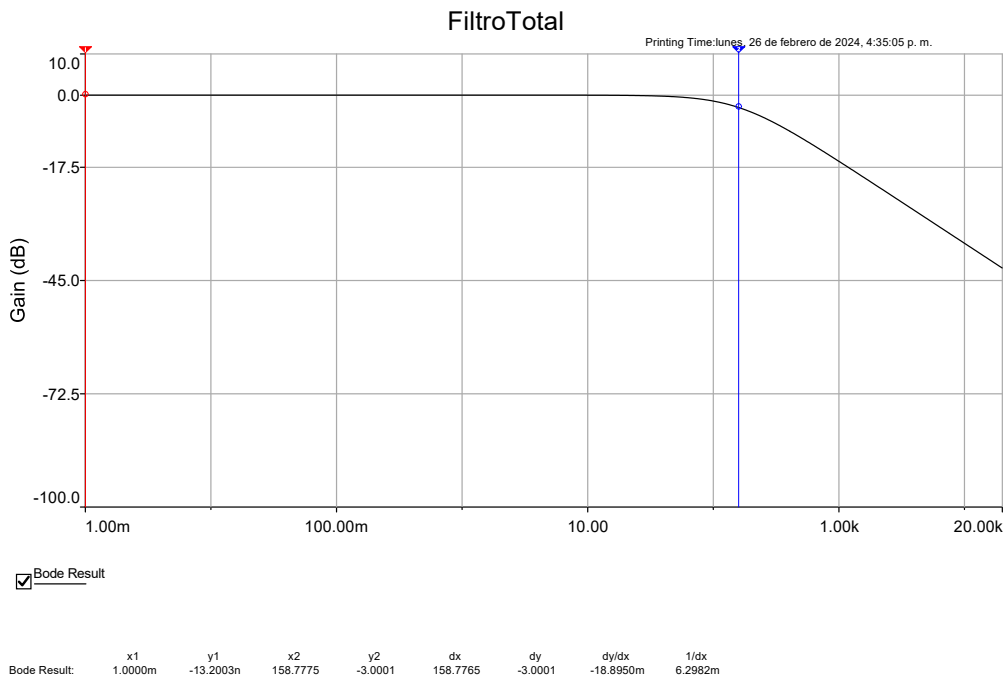


Figura 40. Diagrama de Bode de etapa de filtrado pasa bajas.

Por otra parte, se realiza un análisis temporal con dos señales de entrada, uno con frecuencia menor a la frecuencia de corte y otro con frecuencia igual o mayor y observar cómo se comporta, en la imagen 41 se puede ver el comportamiento para una señal de 10 Hz en donde

tanto la señal de entrada de líneas azules y la señal de salida de líneas rojas tienen la misma amplitud, que indica que el filtro no genera atenuación.

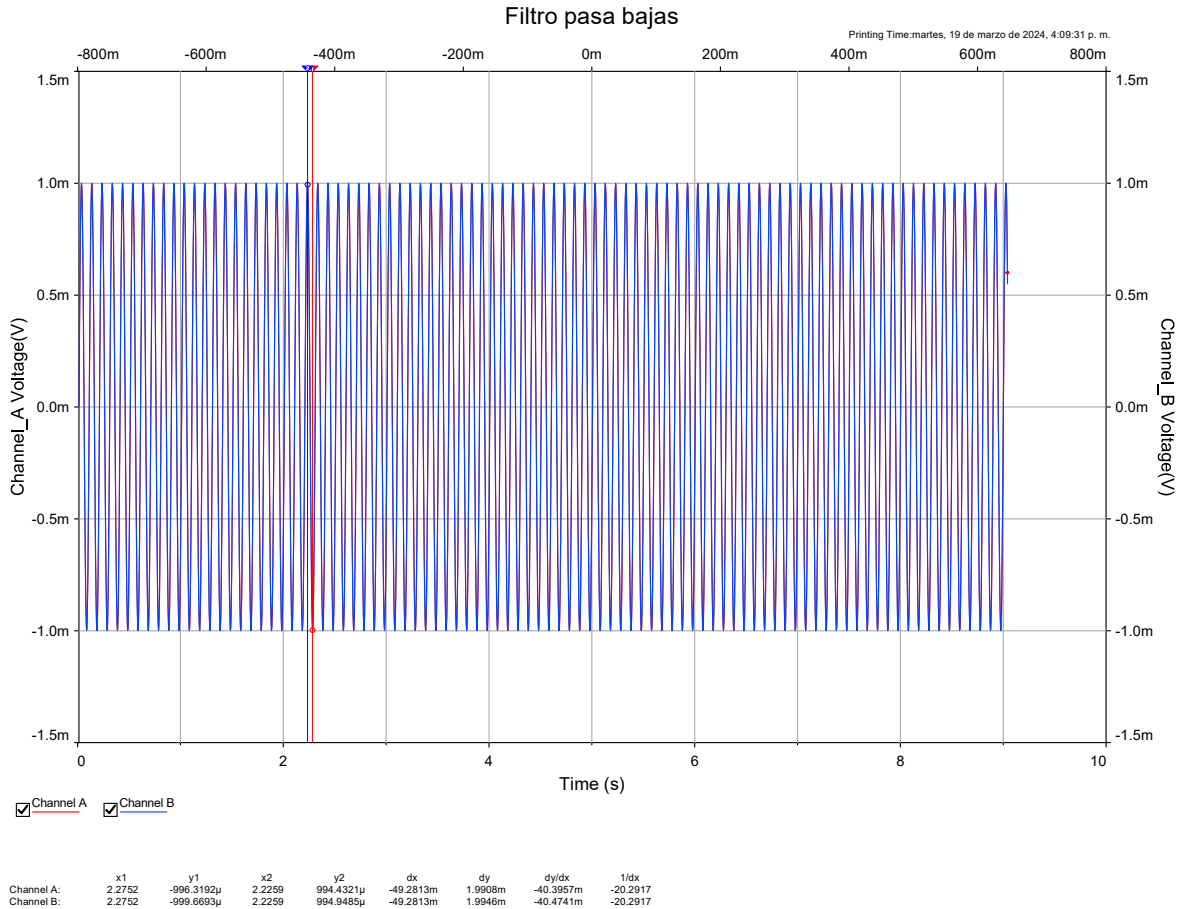


Figura 41. Diagrama en el tiempo de comportamiento de filtro pasa bajas a 10 Hz.

Ahora se procede a realizar la simulación para una frecuencia de 160Hz que es una frecuencia ligeramente superior a la calculado, con este valor, la amplitud o voltaje de salida debe ser menor al voltaje de entrada.

En la figura 42 se puede observar como la señal de salida se ve atenuada y con voltaje de salida de 702.948 µV con respecto al 1mV de entrada, generando una atenuación de:

$$\frac{702.948 \mu V}{1 mV} = 0.702$$

Y pasando ese valor a dB se obtiene lo siguiente:

$$20 \log(0.702) = -3.061 \text{ dB}$$

Este valor corresponde a lo obtenido en el diagrama de bode y a la teoría vista en donde se ve que la atenuación presente es de -3dB.

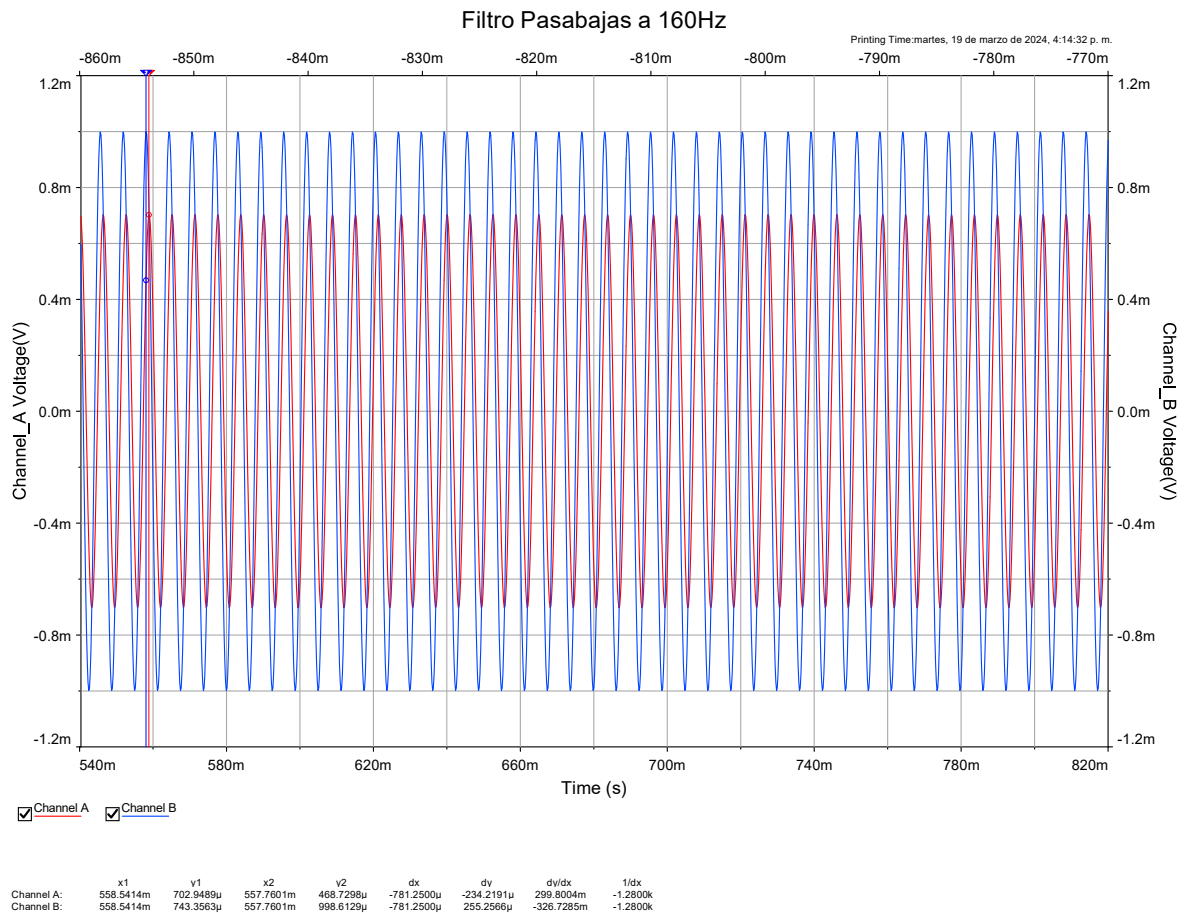


Figura 42. Diagrama en el tiempo de comportamiento de filtro pasa bajas a 160 Hz.

#### 4.3.3.4 Etapa filtrado-completa

Por último, se tiene el esquemático en donde se presenta el acople de las etapas de amplificación, filtrado pasa bajas y filtrado pasa altas para observar el comportamiento conjunto, en la figura 43 se puede ver el esquemático equivalente que reúne estas etapas y sus interconexiones.

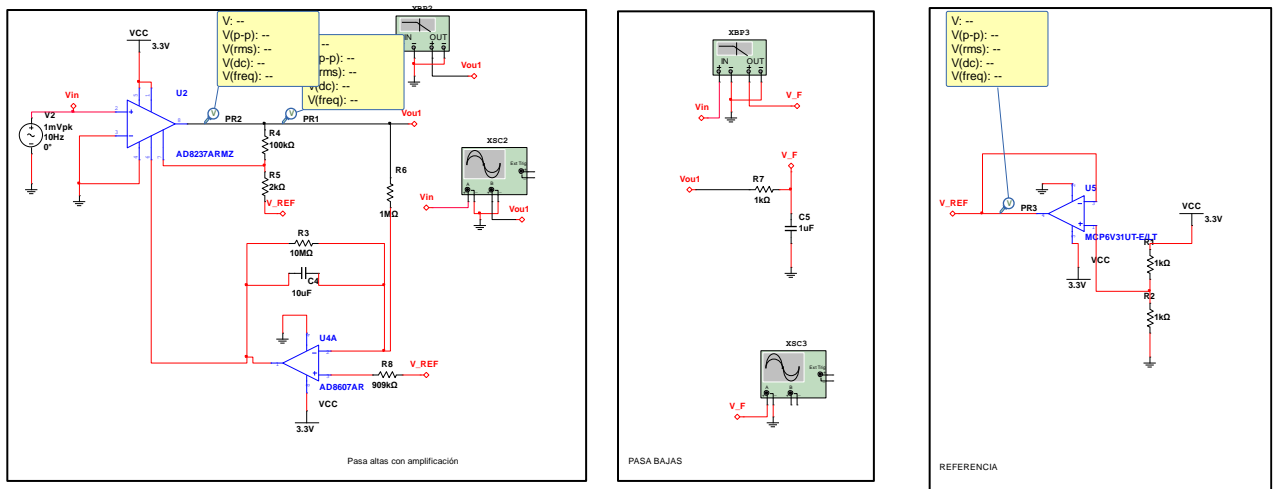


Figura 43. Esquemático de la etapa de filtrado y amplificación unidos.

De manera inicial se realiza un diagrama de bode para presenciar el comportamiento en frecuencia de los filtros junto con la ganancia, en la figura 44 se puede ver el diagrama que muestra todos estos aspectos en conjunto, en dicha figura se puede ver el filtro pasa altas que presenta el corte deseado a 11mHz como lo hacía en su etapa individual, por otra parte la ganancia en decibelios es de 34dB como se tenía calculado y simulado en la etapa previa, finalmente está el filtro pasa bajas pasivo, en esta etapa se presenta un problema y es que el filtro si genera que las señales mayores a 159 Hz empiecen a disminuir su ganancia y se presenta una caída de -3dB con respecto a la ganancia definida de 34dB, pero la señal sigue estando presente pero con una amplitud menor, lo que sucede es que al tener una ganancia presente, el filtro hace que la señal decaiga con un valor de 20dB por década aproximadamente pero no de manera instantánea haciendo que la atenuación en -3dB se genere hasta la frecuencia de 9.272 kHz.

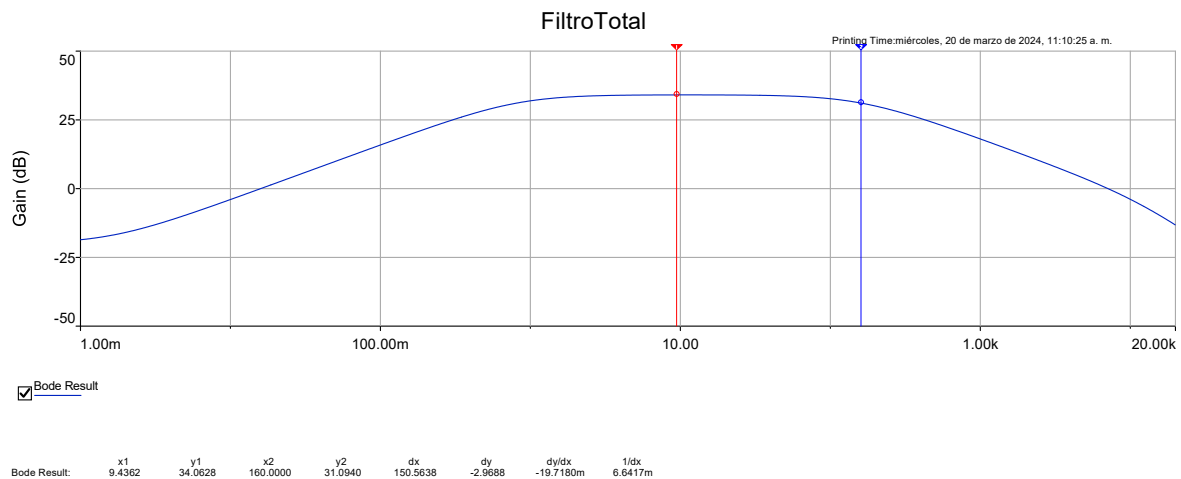


Figura 44. Diagrama de bode de la etapa de filtrado y amplificación unidos.

En la figura 45 se puede ver como la señal de salida posee una amplitud mayor con respecto a la señal de entrada, teniendo la gráfica se procede a calcular si la ganancia a una frecuencia de 10Hz si corresponde a lo visto en el diagrama de bode y lo calculado teóricamente. Lo presentado en el grafico muestra que la señal de salida posee una amplitud pico a pico de 100.4mV y la señal de entrada de 2mV.

$$\frac{100.4\text{mV}}{2\text{ mV}} = 50.2$$

Y pasando ese valor a dB se obtiene lo siguiente:

$$20 \log(50.2) = 34.01 \text{ dB}$$

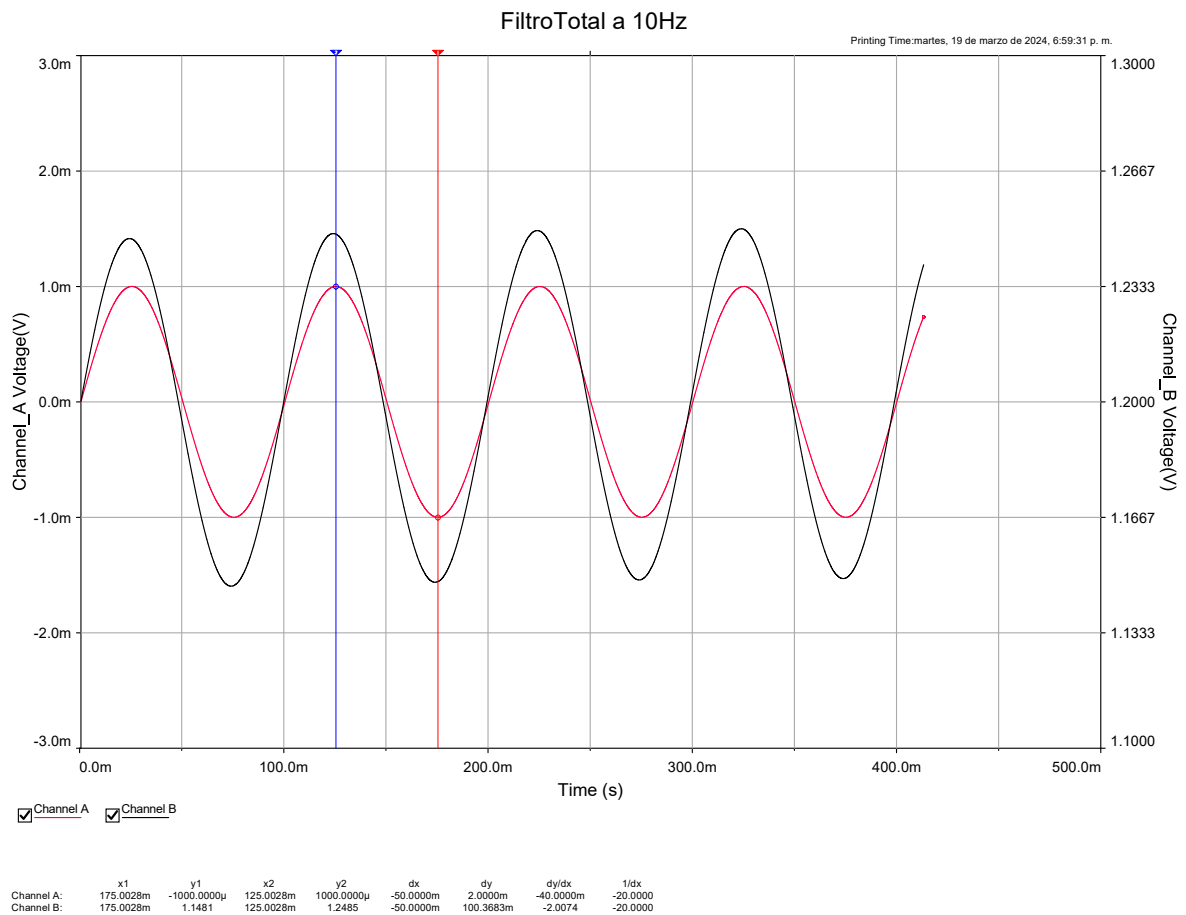


Figura 45. Diagrama en el tiempo de comportamiento etapa de filtrado y amplificación unidos a 10 Hz.

De la misma forma se procede a analizar la figura 46 en donde se ve el comportamiento de la señal de salida cuando la señal de entrada cuenta con una frecuencia de 160Hz, está frecuencia fue la definida para el corte en el filtro pasa bajas pasivo diseñado anteriormente. En la señal de salida se puede visualizar que el voltaje pico a pico de la salida es de 71.8mV, de manera que con este dato se procede a calcular la ganancia y determinar si se comporta como el diagrama de bode lo muestra.

$$\frac{71.8\text{mV}}{2\text{ mV}} = 35.9$$

Y pasando ese valor a dB se obtiene lo siguiente:

$$20 \log(35.9) = 31.10 \text{ dB}$$

Si se compara el resultado obtenido del diagrama de bode, con el obtenido por medio del diagrama temporal se observa que las amplitudes corresponden y el filtro y la ganancia están teniendo el comportamiento esperado.

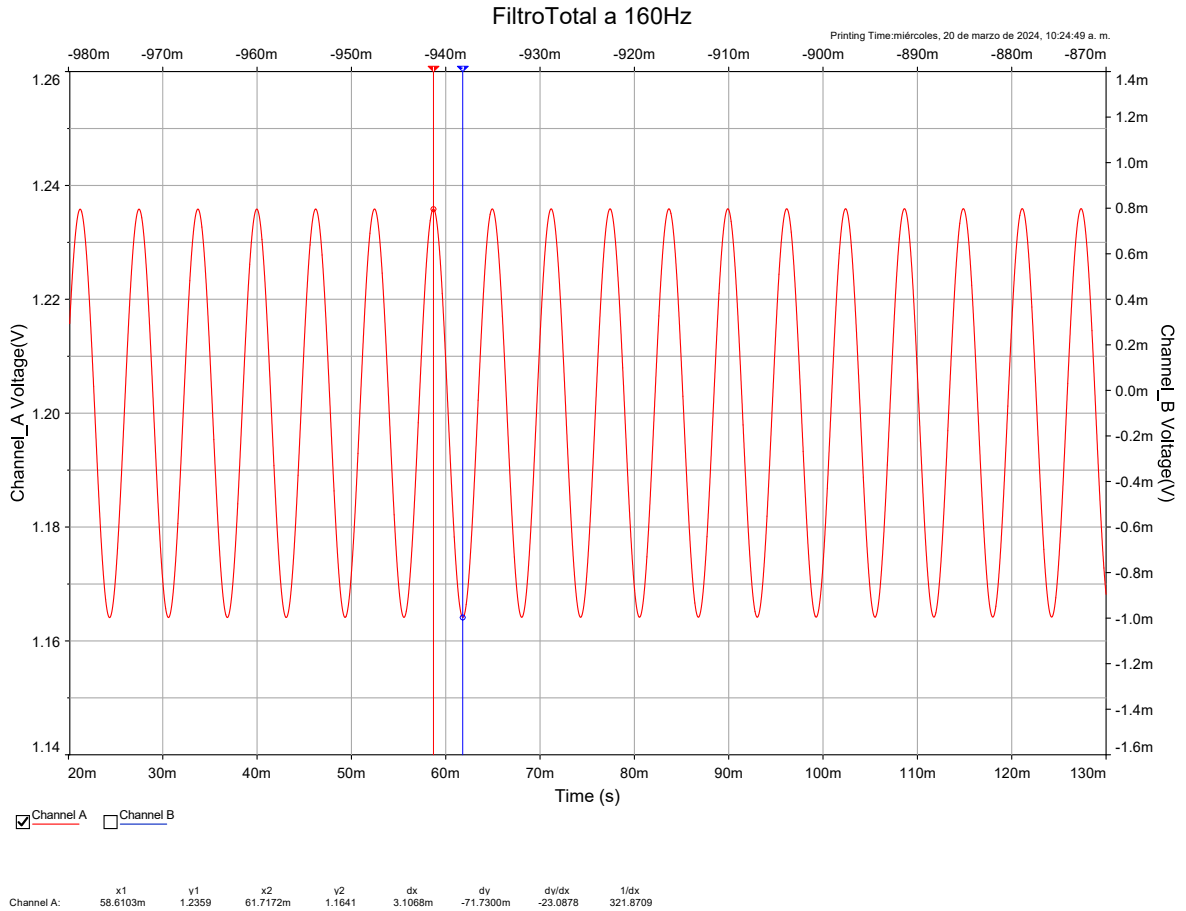


Figura 46. Diagrama en el tiempo de comportamiento etapa de filtrado y amplificación unidos a 160 Hz.

De nuevo se procede a realizar el mismo análisis, pero ahora para la figura 47 en donde se ve el comportamiento de la señal de salida cuando la señal de entrada cuenta con una frecuencia de 9.272 kHz, está frecuencia es donde se obtiene -3dB en el diagrama de bode, es decir, donde se genera atenuación en la señal de salida. En la figura 46 se puede visualizar que el voltaje pico a pico de la salida es de 1.4061mV, de manera que con este dato se procede a calcular la ganancia y determinar si se comporta como el diagrama de bode lo muestra.

$$\frac{1.4061\text{mV}}{2\text{ mV}} = 0.70305$$

Y pasando ese valor a dB se obtiene lo siguiente:

$$20 \log(0.70305) = -3.06 \text{ dB}$$

Este resultado obtenido corresponde con el diagrama de bode en donde a la frecuencia de 9.272 kHz presenta atenuación.

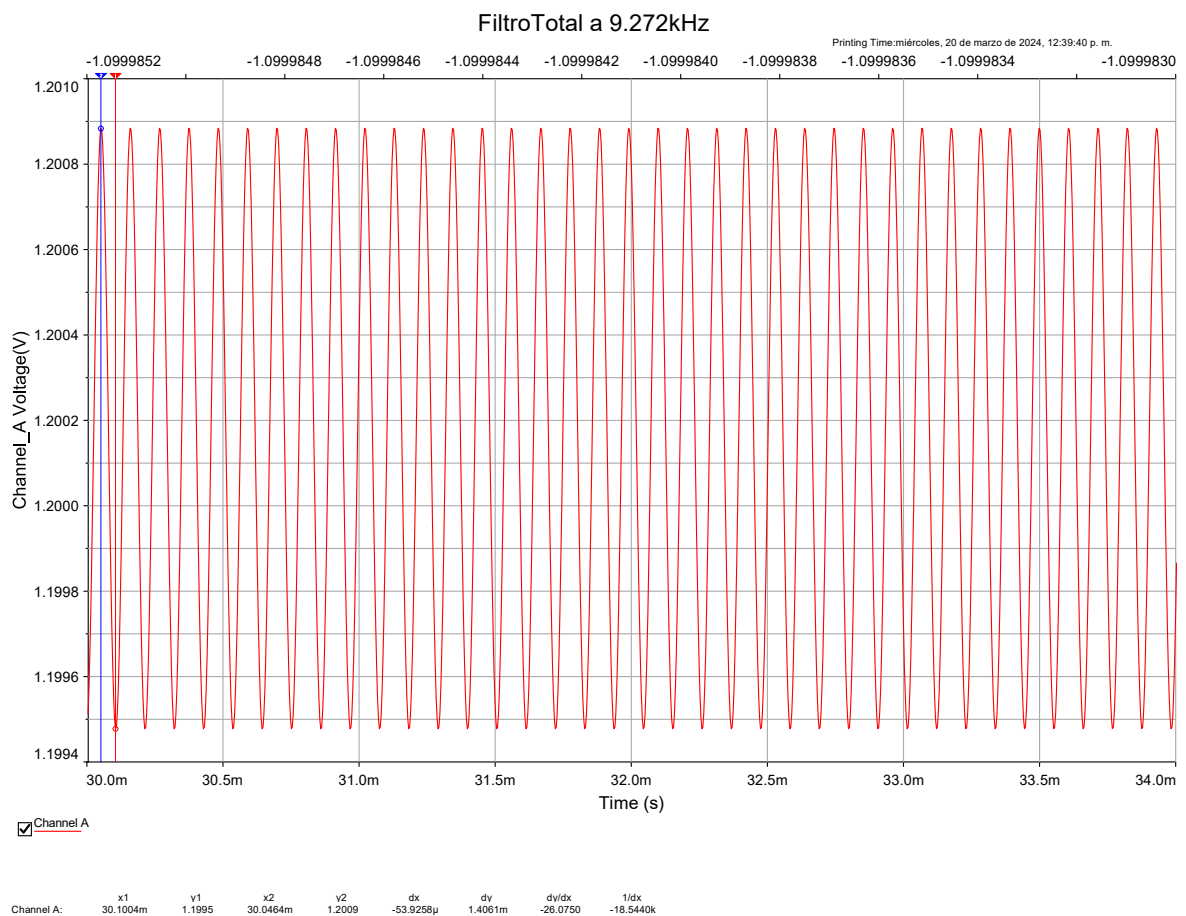


Figura 47. Diagrama en el tiempo de comportamiento etapa de filtrado y amplificación unidos a 9.272 kHz.

Finalmente, se tiene la señal de salida cuando se le ingresa un voltaje a una frecuencia de 11mHz en donde se presenta el filtro pasa altas y la señal debe ser atenuada, según la figura 48, la señal de salida obtenida cuenta con un voltaje pico a pico de 1.3874mV con respecto

a 2mV pico a pico de entrada, de manera inicial se ve que la señal si está presentando atenuación, ahora se procede a calcular de cuanto es la atenuación.

$$\frac{1.3874\text{mV}}{2\text{ mV}} = 0.6937$$

Y pasando ese valor a dB se obtiene lo siguiente:

$$20 \log(0.6937) = -3.17 \text{ dB}$$

El valor de amplitud obtenido corresponde a lo visto en el diagrama de bode y lo calculado, con este valor obtenido se dice que el filtro si atenúa las señales de salida que se encuentran por debajo de la frecuencia de entrada.

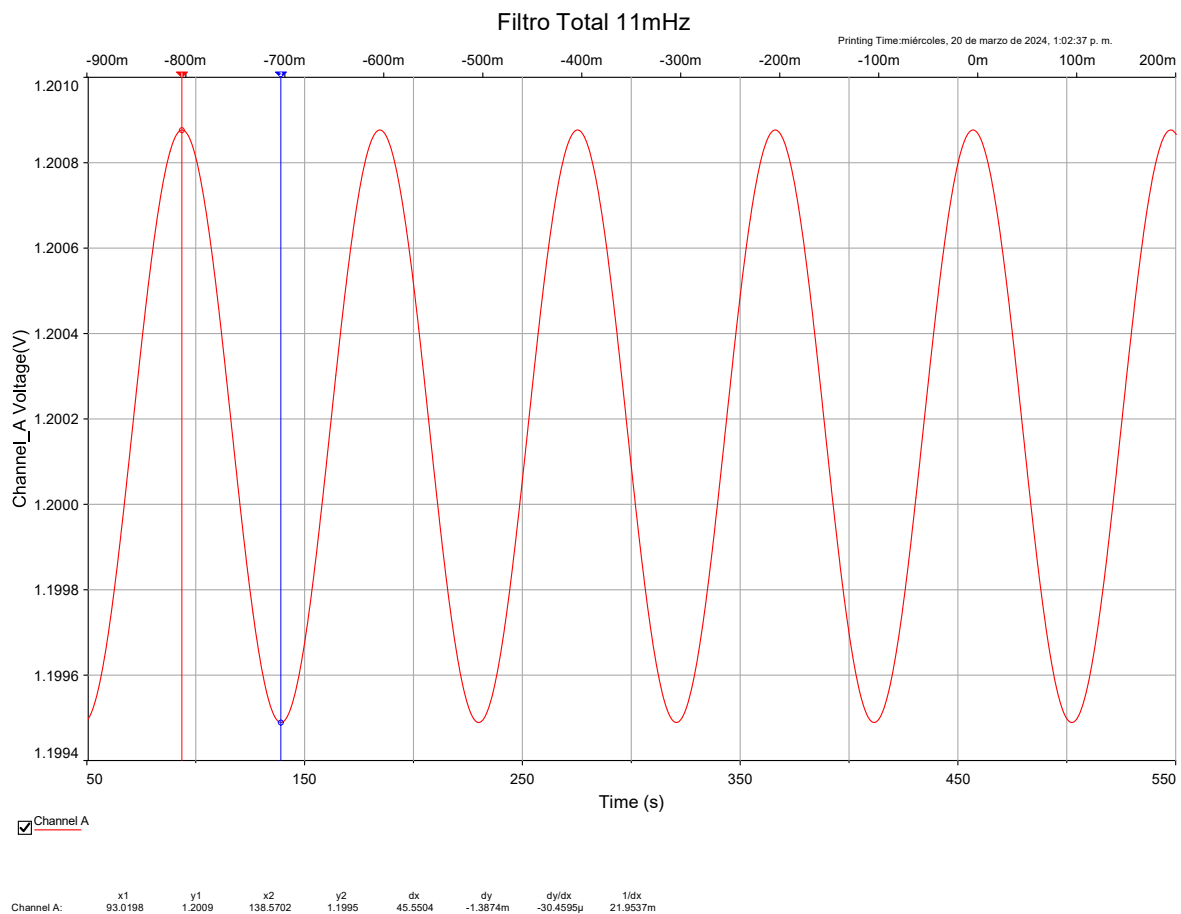


Figura 48. Diagrama en el tiempo de comportamiento etapa de filtrado y amplificación unidos a 11 mHz.

#### 4.3.4 Software

En la figura 49 es posible observar un esquema en el que se presentan las funciones que el sistema será capaz de entregar al usuario, entre estas se contemplan la posibilidad de visualizar la señal en el dominio temporal, otra es convertir la señal en el dominio de la frecuencia con la finalidad de detallar las componentes espectrales, también se encuentra la posibilidad de almacenar los datos leídos y finalmente la capacidad de realizar el filtrado digital.



Figura 49. Diagrama de funciones de usuario.

En la figura 50 es posible observar un boceto general de la forma que tendrá la interfaz en donde se ve la ubicación y organización de las diferentes funcionalidades de la aplicación.

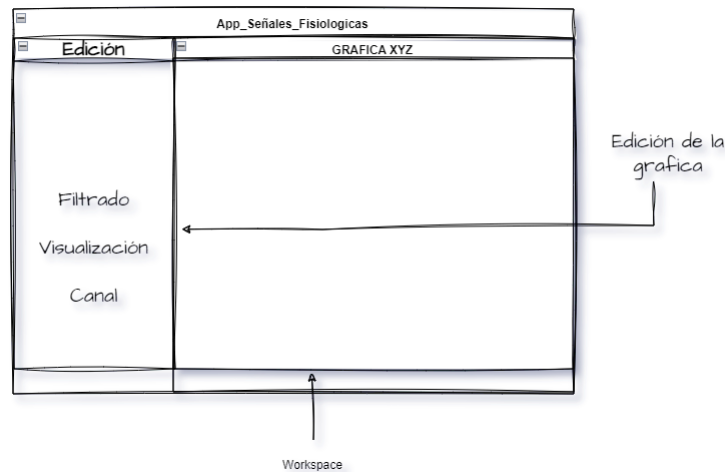


Figura 50. Boceto general interfaz gráfica.

## 5. RESULTADOS Y ANÁLISIS DE RESULTADOS

En esta capítulo se presentan los resultados obtenidos de las pruebas realizadas con la tarjeta, como a su vez un análisis comparativo con otra tarjeta presente en el mercado con la finalidad de determinar las diferencias entre ellas.

En la figura 51 es posible observar el resultado final de la implementación de la tarjeta diseñada.

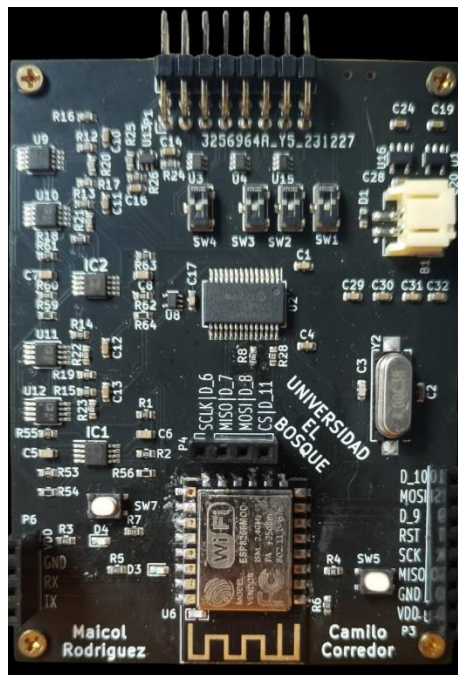


Figura 51. Vista frontal tarjeta realizada.

Con la finalidad de realizar una lectura y comprensión de resultados adecuada, estos se dividirán en 5 secciones que constituyen prueba de filtros verificando y comparando su comportamiento con respecto a las simulaciones, por otra parte se presentarán pruebas de adquisición para las señales de electrocardiograma(ECG), electroencefalograma(EEG) y electromiograma(EMG), siendo cada una de estas tomadas tanto por la tarjeta diseñada, como por la tarjeta de OpenBCI Ganglion para su comparación y finalmente las pruebas de la interfaz gráfica diseñada.

## 5.1 Filtros

Los resultados obtenidos para los filtros se sustentan en las pruebas realizadas a cada una de las frecuencias de importancia y su comparación con respecto a lo obtenido en las simulaciones generadas.

De manera inicial se prueban los filtros teniendo en cuenta una señal de entrada con las características de 100mVpp de amplitud y 10 kHz de frecuencia, tal como se muestra en la figura 52 en donde se puede ver el generador de señales con las características mencionadas, así como la señal de salida con sus características de amplitud y frecuencia, tomando los datos de amplitud en ambos casos y haciendo uso de la ecuación 11 se hace el cálculo de la ganancia de la señal de manera lineal y posteriormente se pasa a decibelios para realizar la comparación con el diagrama de bode de la simulación.

Como se evidencia en la figura 52 la señal de salida posee un voltaje de 62mVpp con respecto a una señal de entrada de 100mVpp, dado estos valores se procede con el cálculo.

$$\frac{62 \text{ mVpp}}{100 \text{ mVpp}} = 0.62$$

Y pasando ese valor a dB se obtiene lo siguiente:

$$20 \log(0.62) = -4.1521 \text{ dB}$$

Ahora se tiene en cuenta que el valor de ganancia obtenido en la simulación es de -3.9dB lo que supone un 6.4% de diferencia con respecto a la obtenida de la implementación, esto no supone mayor problema, teniendo en cuenta que las señales por encima de 159 Hz no son de importancia para las señales que se desean adquirir.

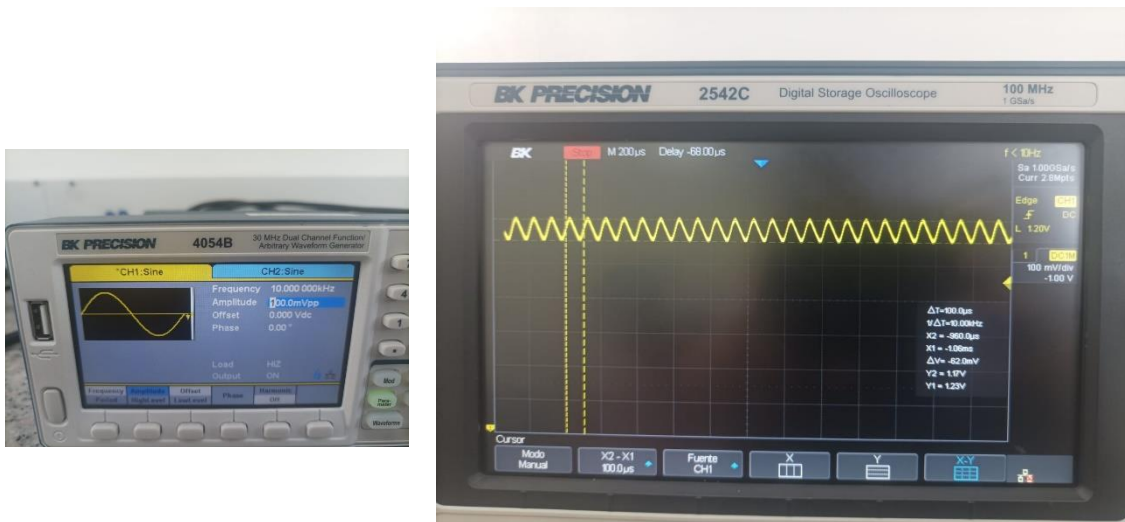


Figura 52. Respuesta temporal de filtros analógicos y amplificación a entrada de 100mVpp y frecuencia de 10kHz.

Ahora se procede a realizar el análisis anterior, pero ahora con prueban señal de entrada con las características de 100mVpp de amplitud y 1 kHz de frecuencia, como se evidencia en la figura 53 en donde se puede ver el generador de señales con las características mencionadas, así como la señal de salida con sus características de amplitud y frecuencia, tomando los datos de amplitud en ambos casos y haciendo uso de la ecuación 11 se hace el cálculo de la ganancia de la señal de manera lineal y posteriormente se pasa a decibelios para realizar la comparación con el diagrama de bode de la simulación.

Como se evidencia en la figura 53 la señal de salida posee un voltaje de 620mVpp con respecto a una señal de entrada de 100mVpp, dado estos valores se procede con el cálculo.

$$\frac{620 \text{ mVpp}}{100 \text{ mVpp}} = 6.2$$

Y pasando ese valor a dB se obtiene lo siguiente:

$$20 \log(6.2) = 15.847 \text{ dB}$$

Calculados los valores se procede a comparar lo obtenido mediante la implementación y lo de la simulación, para el primero se obtuvo un valor de 15.847dB y para el otro un valor de 18.04 lo que al determinar el error entre estos 2 se tiene un valor de error del 13.83% lo cual,

si bien es un valor alto, para este caso no representa importancia debido a que se encuentra fuera del rango de interés planteado anteriormente.

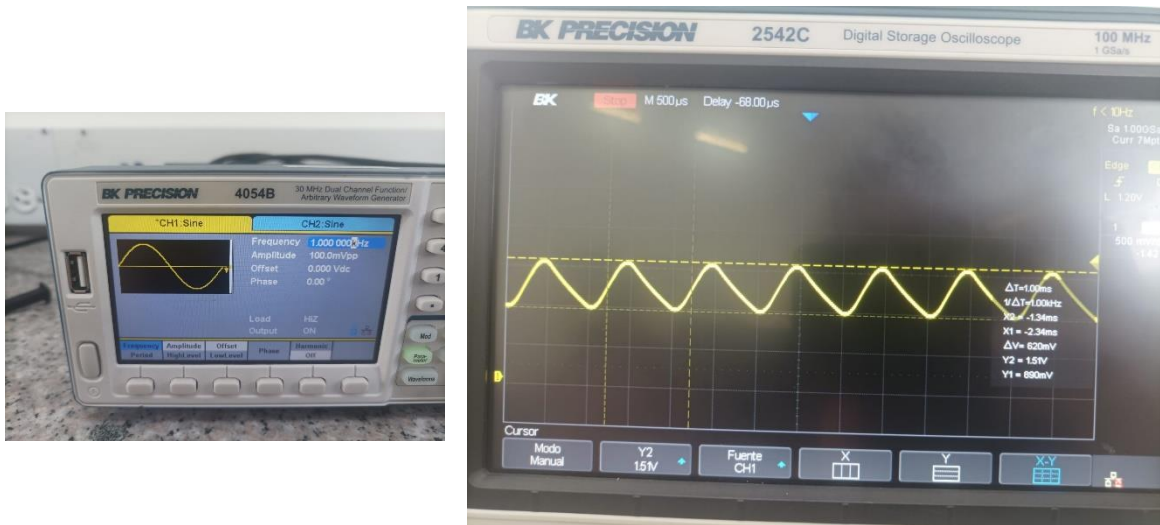


Figura 53. Respuesta temporal de filtros analógicos y amplificación a entrada de 100mVpp y frecuencia de 1kHz.

De nuevo se realiza una prueba pero con una señal de entrada con las características de 50mVpp de amplitud y 100 Hz de frecuencia, como se evidencia en la figura 54 en donde se puede ver el generador de señales con las características mencionadas, así como la señal de salida con sus características de amplitud y frecuencia, tomando los datos de amplitud en ambos casos, siendo 2.15Vpp a la salida y 50mVpp de entrada haciendo uso de la ecuación 11 se hace el cálculo de la ganancia de la señal de manera lineal y en dB para su posterior análisis con respecto a la simulación.

$$\frac{2.15 \text{ Vpp}}{50 \text{ mVpp}} = 43$$

Y ahora en dB:

$$20 \log(43) = 32.66 \text{ dB}$$

De nuevo se procede a comparar los valores en dB de simulación e implementación, siendo 32.62dB en implementación y 32.67dB en simulación obteniendo un error de 0.03% que equivale a un error casi nulo y menor al 5% y que teniendo en cuenta el valor de frecuencia

a analizar que es de importancia en la banda de interés, que se presenten valores en error tan bajos significa que posee el comportamiento esperado y los datos pueden ser adquiridos según lo planeado.

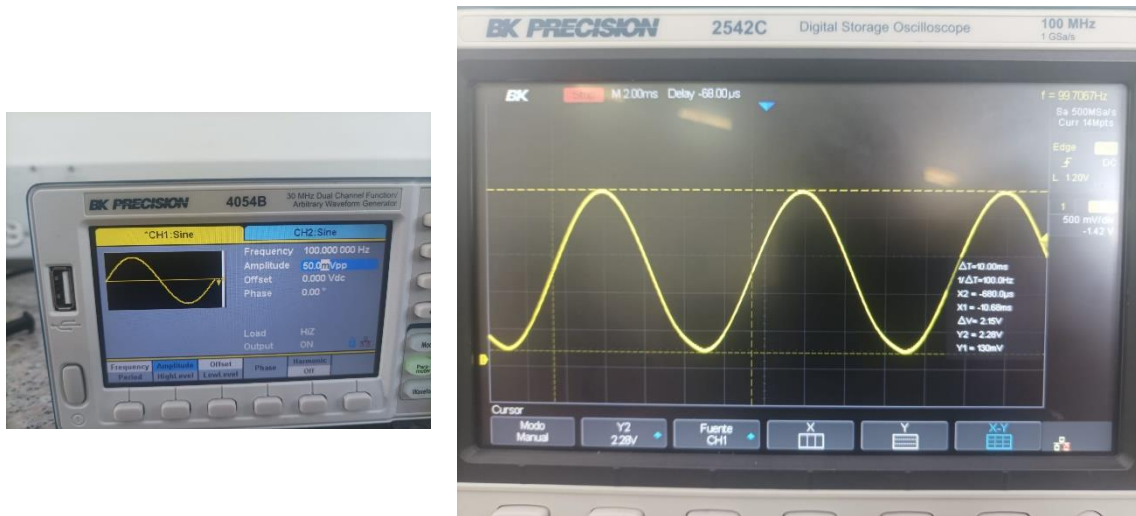


Figura 54. Respuesta temporal de filtros analógicos y amplificación a entrada de 50mVpp y frecuencia de 100 Hz.

Se prueban los filtros teniendo en cuenta una señal de entrada con las características de 50mVpp de amplitud y 1 Hz de frecuencia, tal como se muestra en la figura 55 en donde se puede ver el generador de señales con las características mencionadas, así como la señal de salida con sus características de amplitud y frecuencia, tomando los datos de amplitud en ambos casos y haciendo uso de la ecuación 11 se hace el cálculo de la ganancia de la señal de manera lineal y posteriormente se pasa a decibelios para realizar la comparación con el diagrama de bode de la simulación.

Como se evidencia en la figura 55 la señal de salida posee un voltaje de 1.65Vpp con respecto a una señal de entrada de 50mVpp, dado estos valores se procede con el cálculo.

$$\frac{1.65 \text{ Vpp}}{50 \text{ mVpp}} = 33$$

Y pasando ese valor a dB se obtiene lo siguiente:

$$20 \log(33) = 30.37dB$$

Ahora se tiene en cuenta que el valor de ganancia obtenido en la simulación es de 31.9dB lo que supone un 4.8% de diferencia con respecto a la obtenida de la implementación, esto logra verificar el funcionamiento del filtro con un porcentaje de error bastante bajo con respecto a la simulación.

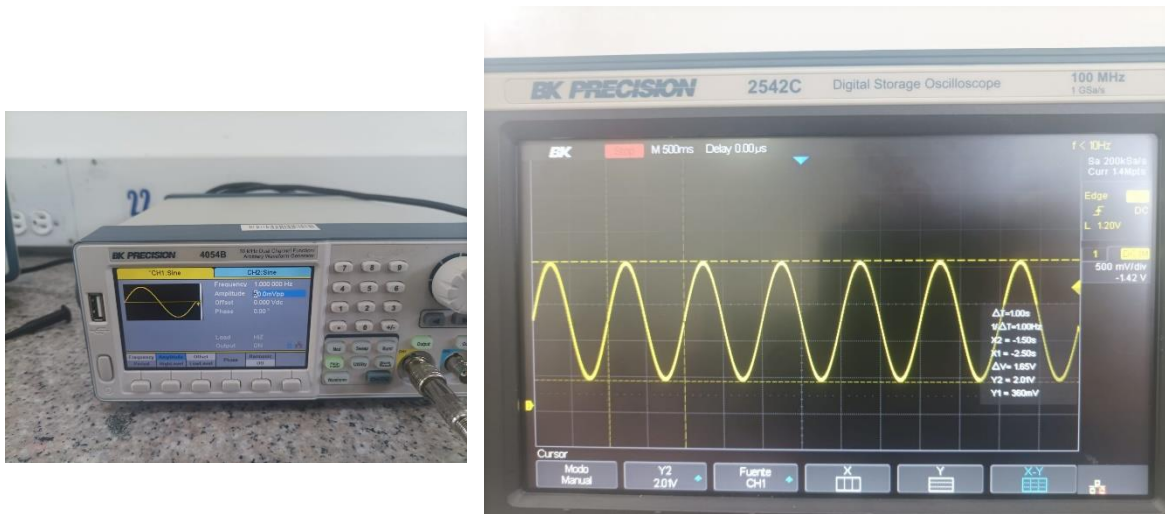


Figura 55. Respuesta temporal de filtros analógicos y amplificación a entrada de 50mVpp y frecuencia de 1Hz.

Se prueban los filtros teniendo en cuenta una señal de entrada con las características de 50mVpp de amplitud y 100 mHz de frecuencia, tal como se muestra en la figura 56 en donde se puede ver el generador de señales con las características mencionadas, así como la señal de salida con sus características de amplitud y frecuencia, tomando los datos de amplitud en ambos casos y haciendo uso de la ecuación 11 se hace el cálculo de la ganancia de la señal de manera lineal y posteriormente se pasa a decibelios para realizar la comparación con el diagrama de bode de la simulación.

Como se evidencia en la figura 56 la señal de salida posee un voltaje de 226 mVpp con respecto a una señal de entrada de 50mVpp, dado estos valores se procede con el cálculo.

$$\frac{226mVpp}{50mVpp} = 4.52$$

Y pasando ese valor a dB se obtiene lo siguiente:

$$20 \log(4.52) = 13.10dB$$

Ahora se tiene en cuenta que el valor de ganancia obtenido en la simulación es de 15.84dB lo que supone un 17.30% de diferencia con respecto a la obtenida de la implementación, esto logra verificar el funcionamiento del filtro con un porcentaje de error alto que se debe a la pendiente que tiene el filtro de pequeñas frecuencias antes de estabilizarse, esto no supone gran problema en la respuesta final del filtró.

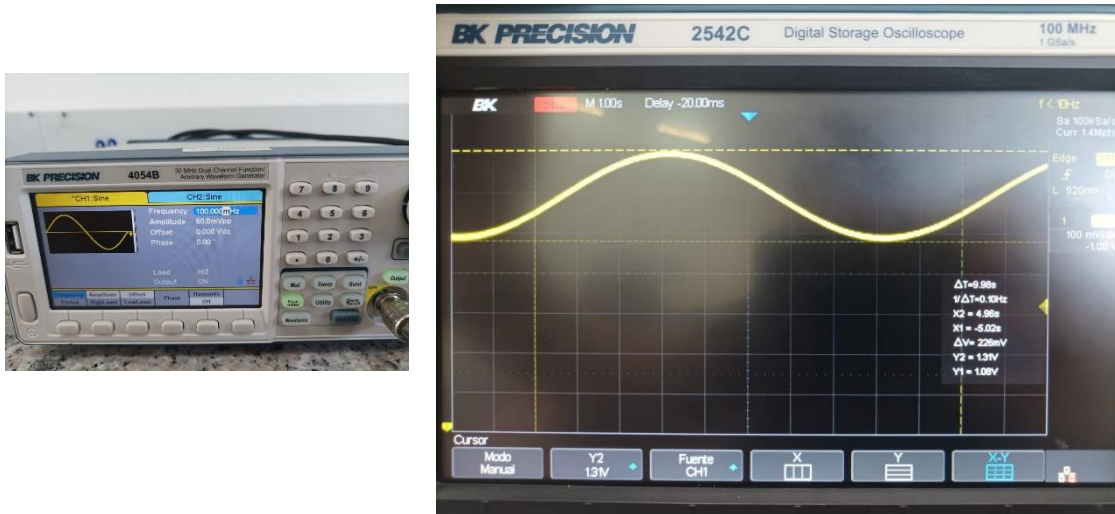


Figura 56. Respuesta temporal de filtros analógicos y amplificación a entrada de 50mVpp y frecuencia de 100mHz.

Se prueban los filtros teniendo en cuenta una señal de entrada con las características de 500mVpp de amplitud y 100 mHz de frecuencia, tal como se muestra en la figura 57 en donde se puede ver el generador de señales con las características mencionadas, así como la señal de salida con sus características de amplitud y frecuencia, tomando los datos de amplitud en ambos casos y haciendo uso de la ecuación 11 se hace el cálculo de la ganancia de la señal de manera lineal y posteriormente se pasa a decibelios para realizar la comparación con el diagrama de bode de la simulación.

Como se evidencia en la figura 57 la señal de salida posee un voltaje de 270mVpp con respecto a una señal de entrada de 500mVpp, dado estos valores se procede con el cálculo.

$$\frac{270 \text{ mVpp}}{500 \text{ mVpp}} = 0.54$$

Y pasando ese valor a dB se obtiene lo siguiente:

$$20 \log(0.54) = -5.35 \text{ dB}$$

Ahora se tiene en cuenta que el valor de ganancia obtenido en la simulación es de -3.98dB lo que supone un 34.42% de diferencia con respecto a la obtenida de la implementación, esto logra verificar el funcionamiento del filtro con un porcentaje de error un poco alto, pero esto se le puede atribuir al funcionamiento a frecuencia demasados bajas lo cual no supone un gran problema en la respuesta final del filtro.

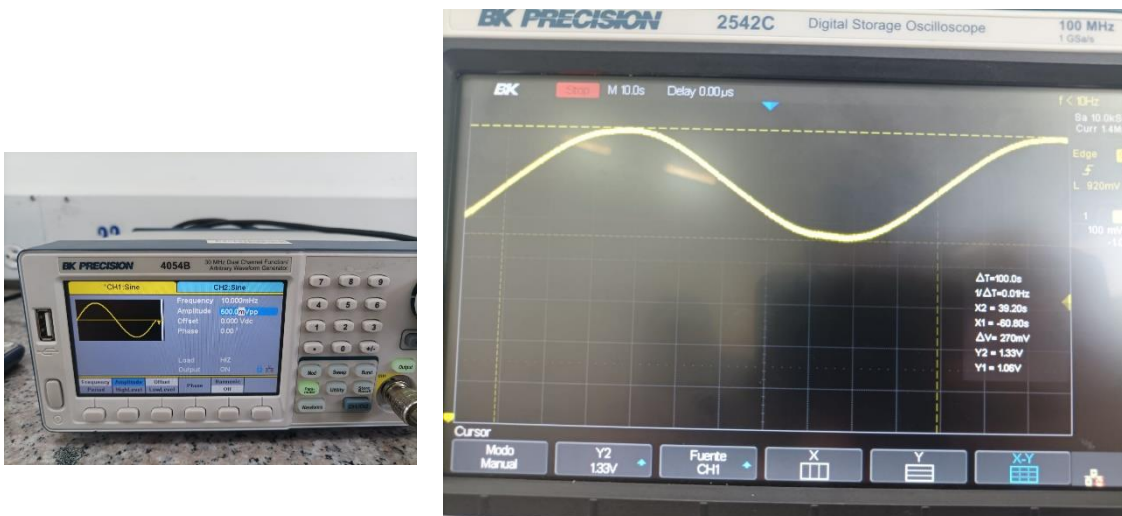


Figura 57. Respuesta temporal de filtros analógicos y amplificación a entrada de 500mVpp y frecuencia de 10mHz.

Se prueban los filtros teniendo en cuenta una señal de entrada con las características de 50mVpp de amplitud y 169 Hz de frecuencia, tal como se muestra en la figura 58 en donde se puede ver el generador de señales con las características mencionadas, así como la señal de salida con sus características de amplitud y frecuencia, tomando los datos de amplitud en ambos casos y haciendo uso de la ecuación 11 se hace el cálculo de la ganancia de la señal de manera lineal y posteriormente se pasa a decibelios para realizar la comparación con el diagrama de bode de la simulación.

Como se evidencia en la figura 58 la señal de salida posee un voltaje de 1.80Vpp con respecto a una señal de entrada de 50mVpp, dado estos valores se procede con el cálculo.

$$\frac{1.80 \text{ Vpp}}{50\text{mVpp}} = 36$$

Y pasando ese valor a dB se obtiene lo siguiente:

$$20 \log(36) = 31.12\text{dB}$$

Ahora se tiene en cuenta que el valor de ganancia obtenido en la simulación es de 31.12dB lo que supone un 0% de diferencia con respecto a la obtenida de la implementación, esto logra verificar el funcionamiento del filtro con un porcentaje de error nulo con respecto a la simulación.

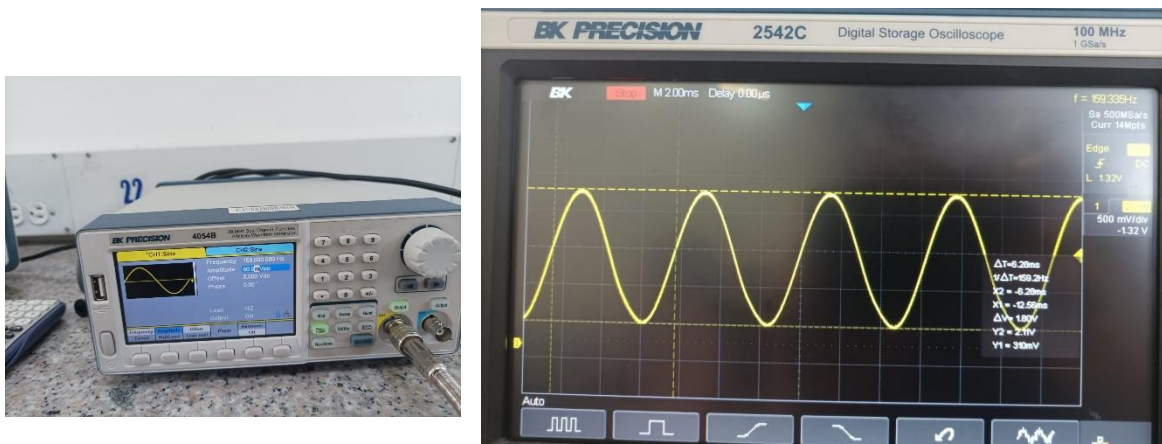


Figura 58. Respuesta temporal de filtros analógicos y amplificación a entrada de 50mVpp y frecuencia de 159Hz.

## 5.2 Señal electrocardiograma (ECG)

Para verificar el correcto funcionamiento de la tarjeta la primera prueba que se realizó fue de adquirir una señal de electrocardiograma (ECG) generada por un ProSim 8 Vital Signs Patient Simulator de la marca FLUKE[49] como se observa en las figuras 59 y 60. Este equipo permite realizar pruebas para garantizar el correcto funcionamiento de dispositivos médicos antes del uso en personas, así como la calibración de los mismos.



Figura 59. ProSim 8 Vital Signs Patient Simulator de FLUKE.



Figura 60. ProSim 8 Vital Signs Patient Simulator de FLUKE con la tarjeta.

En la figura 61 se puede observar la obtención de una señal de ECG generada por un Próxima 8 Vital Signs Patient Simulator de FLUKE [49], se puede ver el comportamiento ideal de la señal de electrocardiograma (ECG) con sus diversas componentes como lo son la onda T, seguido de la onda P y finalmente el complejo QRS, este comportamiento se mantiene a lo largo de la captura de la señal.

En la figura 61 se puede distinguir una señal que tiene una amplitud entre la onda R y la S de 4mV como se configuro en el equipo, así como la frecuencia cardiaca de 60 latidos por

minuto, para verificar esto se emplearon los cursores donde se aprecia las diferencias presentes entre los diversos intervalos que hay en las señales de ECG, además de sus características.

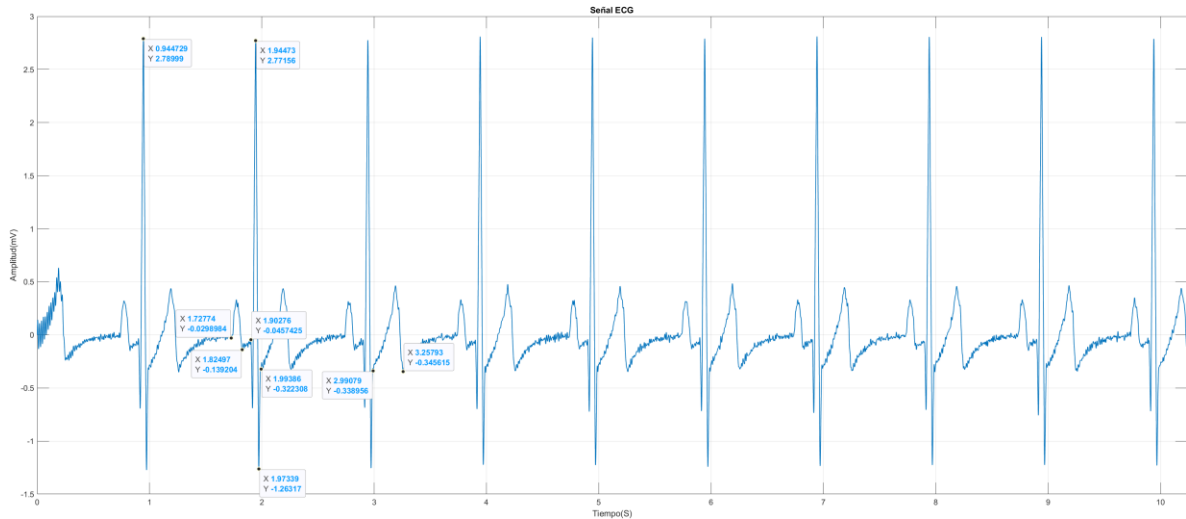


Figura 61. Señal ECG a 60 bpm de derivación 2.

De manera inicial se procede a determinar la diferencia que hay entre el intervalo RR, dado que la señal posee una frecuencia cardiaca de 60 latidos por minutos, el tiempo esperado para el intervalo RR es de 1 segundo.

Para el cálculo del intervalo es necesario emplear los cursores presentes en la figura 61 en donde se realiza una resta de sus componentes en el tiempo entre el intervalo final menos el inicial tal como se ve a continuación:

$$RR \text{ intervalo} = 1.94473 - 0.944729 = 1.00000 \text{ s}$$

El resultado obtenido del cálculo para el intervalo RR corresponde a lo esperado teóricamente y lo configurado en el dispositivo, dando un segundo con un error del 0%.

El siguiente dato por calcular es el tiempo que hay para el intervalo QRS, para esto se toman dos cursores para marcar el inicio del intervalo Q y el final del intervalo S, dado que este parámetro no es modificable dentro del instrumento usado, se conoce por la teoría que la duración de este intervalo se encuentra dentro de 70-110ms.

$$QRS \text{ intervalo} = 1.99386 - 1.90276 = 91.1 \text{ ms}$$

El valor obtenido de 91.1 ms se encuentra en el intervalo mencionado, por lo que es correcto decir que la señal adquirida cumple con lo establecido.

La otra característica por analizar es la duración de la onda P, este parámetro tampoco es modificable. Según la teoría en este tipo de onda se debe tener una duración menor que 120 ms, para la medida de duración, se toma el tiempo de inicio y de fin de la onda P, para realizar su respectiva resta.

$$Onda P = 1.82497 - 1.72774 = 97.23 \text{ ms}$$

El valor obtenido de 97.23 ms para este tipo de onda se encuentra dentro del parámetro teórico, por esta razón es correcto decir que la señal cumple con lo establecido.

Finalmente, se tiene la onda T en donde teóricamente se tiene que la duración de esta onda debe de ser de alrededor de 300ms, para la medida de duración, se toma el tiempo de inicio y de fin de la onda T, donde posteriormente se realiza la resta.

$$Onda T = 3.25794 - 2.99079 = 267.15 \text{ ms}$$

El valor obtenido de 267.15ms se encuentra dentro de un rango muy cercano de los 300ms mencionados teóricamente y es menor por 32.85 ms que equivale a un 10.95% menor.

Ahora se procede a determinar los valores en frecuencia de esta señal por medio de la transformada de Fourier con la finalidad de observar el comportamiento de los diferentes armónicos en el espectro que este posee. La finalidad de realizar el análisis de esta manera es determinar las frecuencias que pueden llegar a afectar la señal de interés, esto se hace observando las componentes espectrales a frecuencias no esperadas, y en base a esto emplear diversos filtros.

En la figura 62 se puede observar el comportamiento en frecuencia de la señal obtenida del FLUKE, está presenta unos valores dentro de los rangos esperados en frecuencia de 0.05 a

100 Hz y no contiene ningún armónico a una frecuencia no esperada, por estas razones es posible ver que la señal contiene un bajo nivel de ruido.

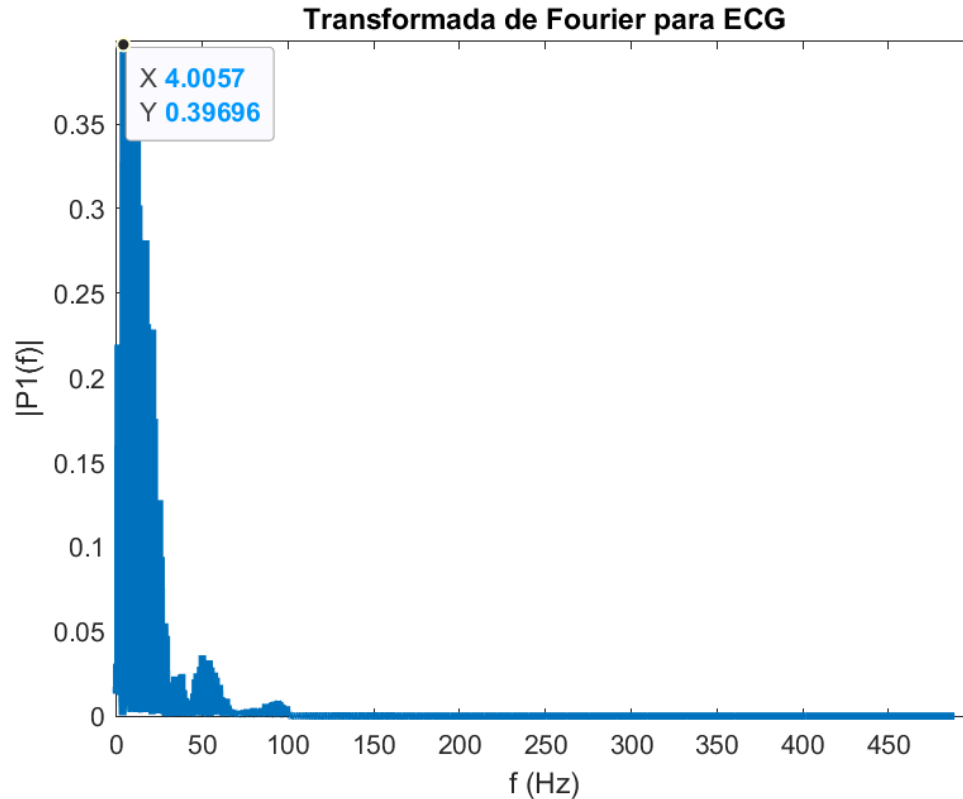
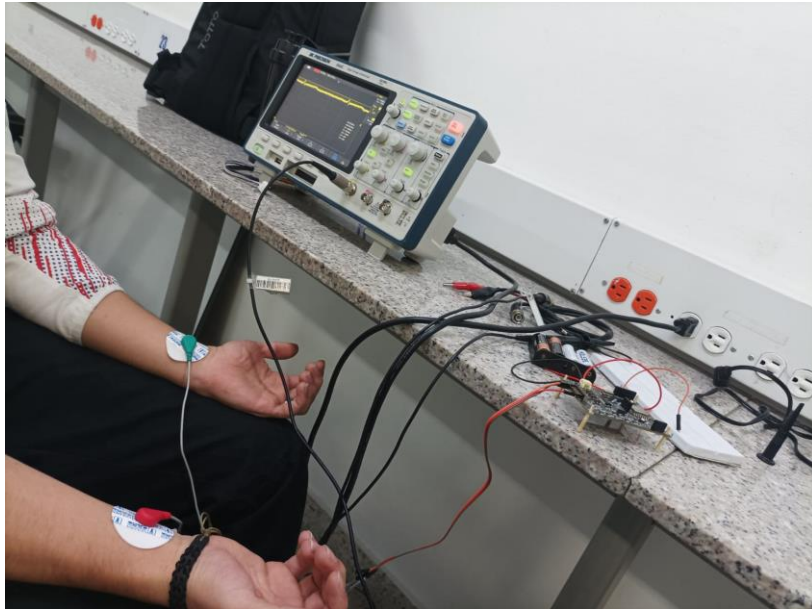


Figura 62. Transformada de Fourier de señal ECG a 60 bpm proveniente de derivación 2.

Obtenidos estos resultados junto con el análisis previo, se puede verificar el correcto funcionamiento de la tarjeta ya que la señal de entrada está siendo adquirida para su posterior digitalización y visualización en un software a su vez atenuando y eliminando el ruido fuera del rango de frecuencias, que es finalmente lo esperado y con estas pruebas se puede evidenciar un buen resultado.

Después de la primera fase con el equipo generador de señales ECG, se procede a las pruebas de adquisición con una persona en donde se verificará el funcionamiento de la tarjeta en un caso real, los filtros tanto digitales como análogos serán de importancia para la adquisición teniendo en cuenta que son los encargados de eliminar los diversos ruidos que se encuentran en un entorno real y pueden afectar la señal a adquirir, en la figura 63 se pueden ver las conexiones entre la persona y la tarjeta.



*Figura 63. Conexiones persona a tarjeta para adquisición ECG de derivación 2.*

En la figura 64 se observa la señal de electrocardiografía adquirida con el prototipo de tarjeta, se puede evidenciar que la señal tiene ruido el cual probablemente su mayor cantidad es debido a la red eléctrica que genera el ruido en 60Hz, esto teniendo en cuenta que la tarjeta no tiene incorporado este tipo de filtro de manera electrónica, ya que se planea realizar de manera digital. El ruido en la señal hace compleja la identificación de algunos aspectos claves en este tipo de señales y en sus diferentes componentes tales como la onda T, la onda P y el complejo QRS para su respectivo análisis, a pesar de esto, es posible evidenciar la forma característica de la señal ECG.

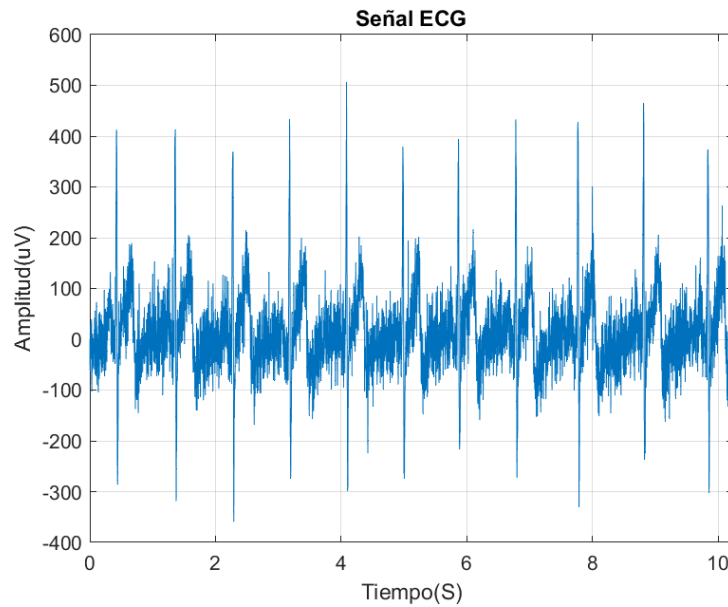


Figura 64. Señal ECG obtenida de usuario con tarjeta realizada sin filtros digitales.

Para poder identificar el tipo de ruido presente en la señal y con la finalidad de obtener las diversas componentes frecuenciales que la conforman es necesario emplear la transformada de Fourier dando como resultado la figura 65, en donde se puede confirmar que la mayor parte del ruido está presente en 60 Hz, aunque no es el único. Dado que las señales de ECG se constituyen en un rango de 0.05 a 100Hz es correcto afirmar que las componentes sobre o debajo de este rango de frecuencias constituyen a un ruido no deseado.

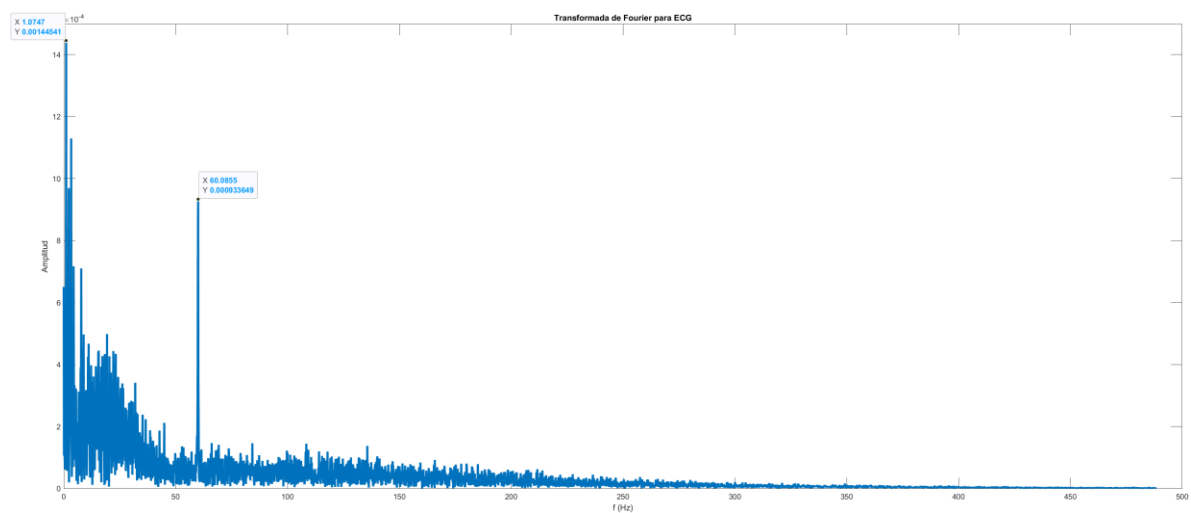


Figura 65. Transformada de Fourier de señal ECG obtenida de usuario con tarjeta realizada sin filtros digitales.

Para el tratamiento de la señal obtenida anteriormente se aplicaron filtros digitales de tipo FIR sin retraso con la finalidad de eliminar las frecuencias en el rango de 58 a 62 Hz, mayores a 100 Hz y menores a 0.05Hz, teniendo como resultado lo observado en la figura 66, donde se evidencia una señal con menos ruido y en donde es más claro cada una de sus componentes y sus aspectos característicos.

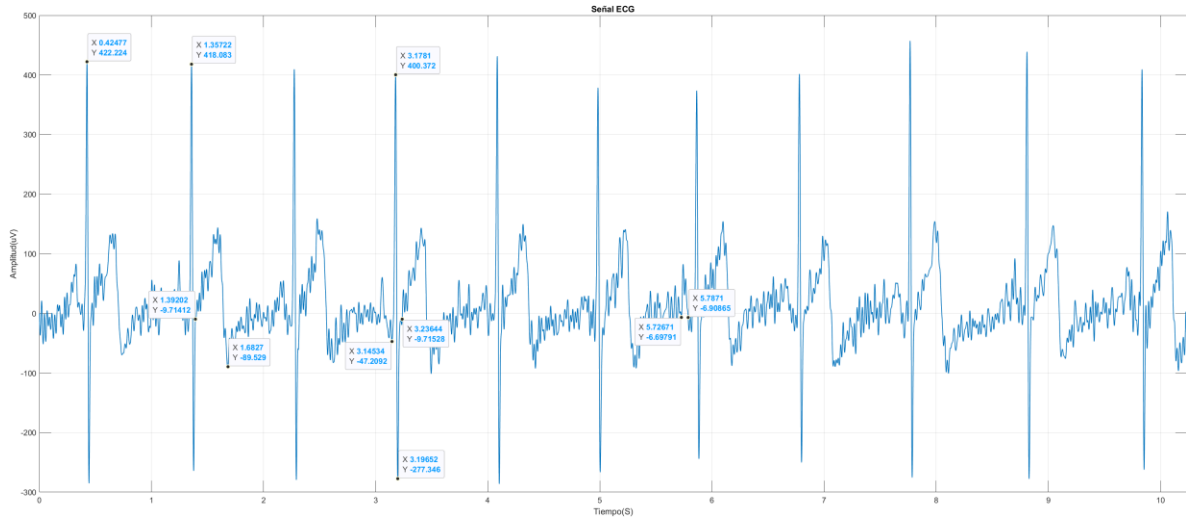


Figura 66. Señal ECG obtenida de usuario con tarjeta realizada con filtros digitales.

Con la finalidad de comprobar si la señal obtenida cumple con las condiciones y aspectos técnicos que la hacen una señal de electrocardiograma, se procede de manera inicial a determinar la diferencia que hay entre el intervalo RR del electrocardiograma tomado a un adulto en estado de reposo, en promedio su frecuencia cardiaca debería oscilar en valores de 50 a 100 latidos por minuto.[50]

$$RR \text{ intervalo} = 1.35722 - 0.42477 = 932.45 \text{ ms}$$

Obtenido el valor del intervalo RR que es el tiempo que se demora en generarse 1 latido, se procede a determinar el valor exacto de latidos que se da en 1 segundo.

$$Latidos = \frac{1}{RR \text{ intervalo}} = \frac{1 \text{ s}}{932.45 \text{ ms}} = 1.0724 \text{ latidos} \quad (10)$$

Con el valor de latidos se procede a determinar la frecuencia cardiaca que se tiene.

$$Frecuencia\ cardiaca = Latidos * 1\ minuto \quad (11)$$

$$Frecuencia\ cardiaca = 1.0724 * 60s = 64.344\ latidos\ por\ minuto$$

El valor de frecuencia cardiaca obtenido fue de 64.344 latidos por minuto que se encuentra dentro del rango de 50 – 100 latidos por minuto, de manera que el valor obtenido corresponde con lo mencionado anteriormente.

El siguiente dato por calcular es el tiempo que hay para el intervalo QRS, este dato debe cumplir con las condiciones de tiempo mencionadas en la prueba con el FLUKE, para esto se toman dos cursores para marcar el inicio del intervalo Q y el final del intervalo S.

$$QRS\ intervalo = 3.23644 - 3.14534 = 91.1\ ms$$

El valor obtenido de 91.1 ms se encuentra en el intervalo mencionado, por lo que es correcto decir que la señal adquirida cumple con lo establecido.

La otra característica a analizar es la duración de la onda P, este parámetro debe cumplir con lo mencionado anteriormente en cuanto a la duración estimada.

$$Onda\ P = 5.7871 - 5.72671 = 60.39\ ms$$

El valor obtenido para la onda P se encuentra debajo del valor dado por la teoría, por lo que se puede decir que la prueba es satisfactoria.

Finalmente, se tiene la onda T en donde se tiene que la duración de esta onda debe de ser de alrededor de 300ms, está onda puede ser vista inmediatamente después del complejo QRS, de manera que se ponen marcadores en la finalización de la onda S y al finalizar la onda T, el valor obtenido es el siguiente:

$$Onda\ T = 1.6827 - 1.39202 = 290.68\ ms$$

El valor de 290.68ms es un valor próximo a los 300ms mencionados en la teoría con una diferencia temporal de 9.22 ms que corresponde a un 3,2% de diferencia, esta diferencia es algo normal.

Para poder identificar el tipo las componentes espectrales en la señal y con la finalidad de determinar si los filtros implementados funcionan de manera correcta es necesario emplear la transformada de Fourier dando como resultado la figura 67, en donde se puede confirmar que el ruido presente en 60 Hz, así como el superior a 100 Hz fue eliminado de la señal.

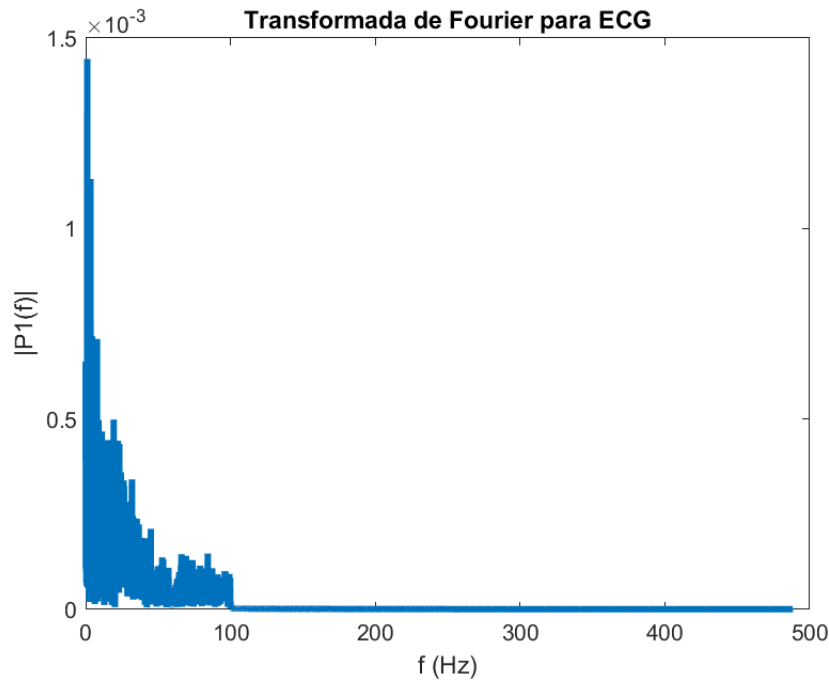


Figura 67. Transformada de Fourier de señal ECG obtenida de usuario con tarjeta realizada con filtros digitales.

Otra solución planteada con el fin de eliminar el ruido presente en la señal es la implementación de un filtro adaptativo, este se compone de un filtro tradicional FIR el cual produce una salida que es comparada con una señal de referencia, que en este caso es una señal limpia de electrocardiograma, la diferencia entre ellas produce una señal error con el objetivo de poder eliminarla, dando como resultado la figura 68.[51]

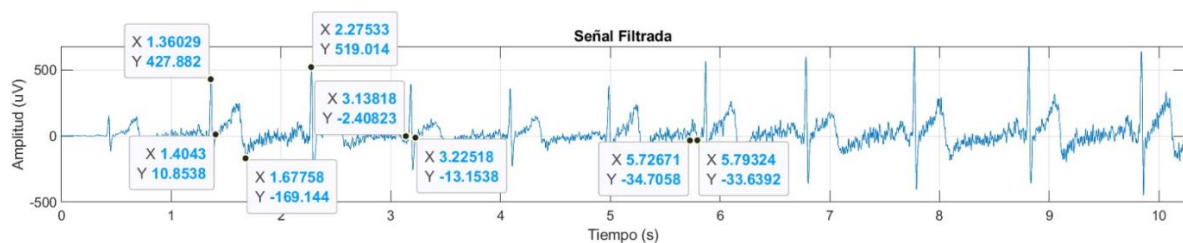


Figura 68. Señal ECG obtenida de usuario con tarjeta realizada con filtro digital adaptativo.

De igual manera que el caso anterior se procede a determinar la diferencia que hay entre el intervalo RR.

$$RR \text{ intervalo} = 2.27533 - 1.36029 = 915.18 \text{ ms}$$

Obtenido el valor del intervalo RR que es el tiempo que se demora en generarse 1 latido, se procede a determinar el valor exacto de latidos que se da en 1 segundo.

$$\text{Latidos} = \frac{1}{RR \text{ intervalo}} = \frac{1 \text{ s}}{915.18 \text{ ms}} = 1.0926 \text{ latidos}$$

Con el valor de latidos se procede a determinar la frecuencia cardiaca que se tiene.

$$\text{Frecuencia cardiaca} = 1.0926 * 60\text{s} = 65.556 \text{ latidos por minuto}$$

El valor de frecuencia cardiaca obtenido fue de 65.556 latidos por minuto que se encuentra dentro del rango de 50 – 100 latidos por minuto, de manera que el valor obtenido corresponde con lo mencionado anteriormente.

El siguiente dato a calcular es el tiempo que hay para el intervalo QRS.

$$QRS \text{ intervalo} = 3.22518 - 3.13818 = 87 \text{ ms}$$

Este valor es correcto según lo mencionado en la teoría.

La otra característica por analizar es la duración de la onda P.

$$\text{Onda P} = 5.79324 - 5.72671 = 66.53 \text{ ms}$$

El valor presente en este se encuentra dentro del rango establecido anteriormente.

Finalmente, se determina la duración en la onda T.

$$\text{Onda T} = 1.67758 - 1.4043 = 273.28 \text{ ms}$$

El valor de 273.28ms es un valor próximo a los 300ms mencionados en la teoría con una diferencia temporal de 26.72 ms que corresponde a un 11,22% de diferencia.

Se puede observar una diferencia porcentual en promedio del 2% en cada uno de los valores obtenidos con respecto a los obtenidos con el primer filtrado, esto se puede deber a 2 factores, el primero es que al momento de ubicar los cursores, este se realiza de manera manual generando este error, por otro lado se le puede atribuir a los desfases generados por lo filtros digitales implementados, esta diferencia no supone gran problema ya que los dos tipos de filtrado cumplen con los parámetros del electrocardiograma.

Finalmente, para comprobar si el filtro adaptativo funciona de manera correcta es necesario emplear la transformada de Fourier dando como resultado la figura 69, en donde se puede confirmar que gran parte del ruido presente fue eliminado o atenuado.

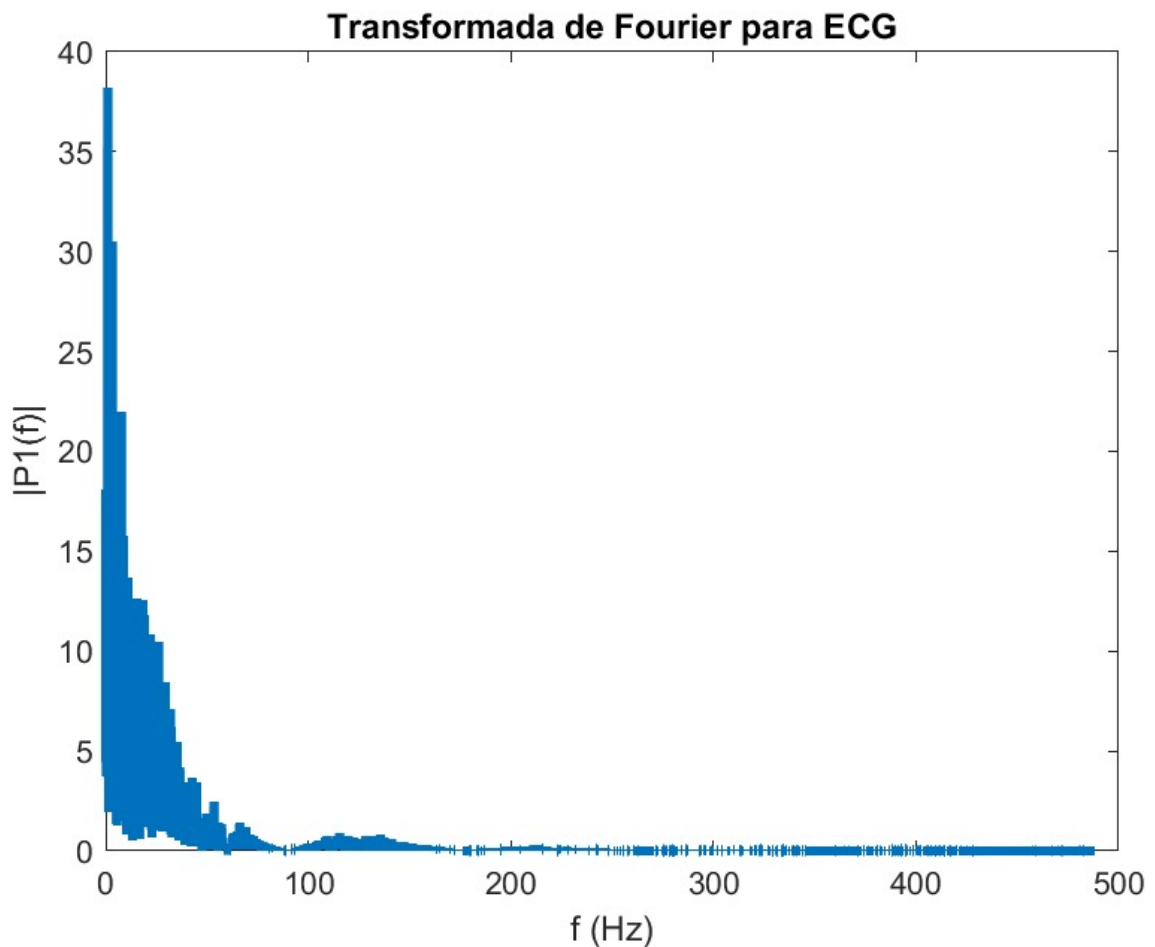


Figura 69. Transformada de Fourier de señal ECG obtenida de usuario con tarjeta realizada con filtro digital adaptativo.

El siguiente paso es la obtención de la señal de electrocardiografía por medio de la tarjeta Ganglion de la compañía OpenBCI. En la figura 70 se verán los resultados de la adquisición realizada a la misma persona bajo las mismas condiciones con la finalidad de obtener, analizar y comparar las diferencias presentes entre la señal adquirida con la tarjeta realizada y la que se obtuvo mediante la tarjeta presente en el mercado.

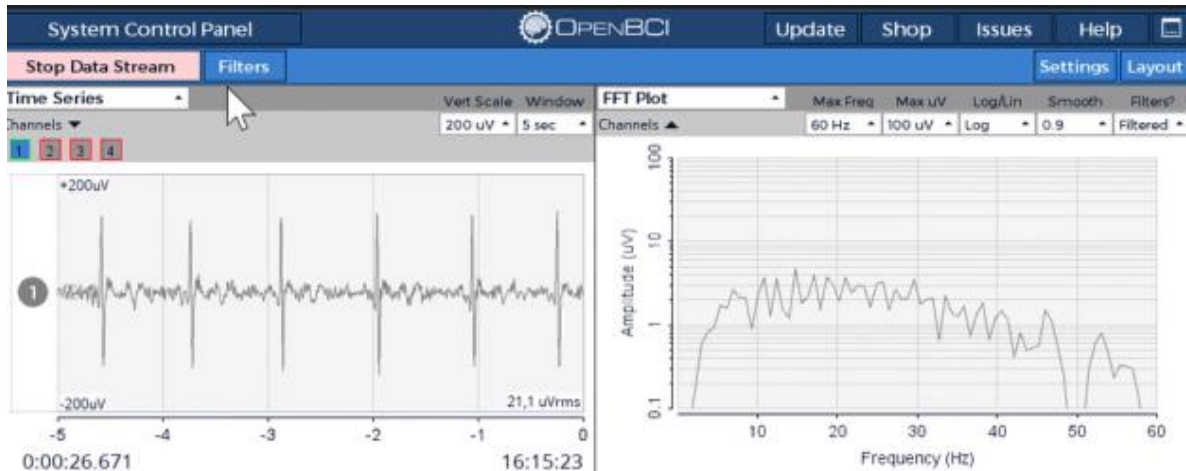


Figura 70. Señal ECG obtenida de usuario con tarjeta de OpenBCI.

Obtenidas las señales del software la OpenBCI, se procede a un análisis en base a las ondas y características de la señal vista.

$$RR \text{ intervalo} = 880 \text{ ms}$$

La diferencia entre el valor obtenido del intervalo RR es del 5,96% con respecto a lo obtenido de la tarjeta propia.

Obtenido el valor del intervalo RR que es el tiempo que se demora en generarse 1 latido, se procede a determinar el valor exacto de latidos que se da en 1 segundo.

$$\text{Latidos} = \frac{1}{RR \text{ intervalo}} = \frac{1 \text{ s}}{880 \text{ ms}} = 1.13 \text{ latidos}$$

Con el valor de latidos se procede a determinar la frecuencia cardiaca que se tiene.

$$\text{Frecuencia cardiaca} = 1.13 * 60\text{s} = 68.17 \text{ latidos por minuto}$$

El valor de frecuencia cardiaca obtenido fue de 68.17 latidos por minuto que se encuentra dentro del rango de 50 – 100 latidos por minuto, de manera que el valor obtenido corresponde con lo mencionado anteriormente.

El siguiente dato a calcular es el tiempo que hay para el intervalo QRS.

$$QRS \text{ intervalo} = 96ms$$

Al comparar este valor con lo obtenido de la tarjeta propia se obtiene una diferencia del 5,37%.

En cuanto a la onda P con diferentes pruebas y señales adquiridas con esta tarjeta, no fue posible identificarla.

Finalmente, se determina la duración en la onda T.

$$Onda T = 281 ms$$

Al comparar este resultado para la onda T, se obtiene que la diferencia es del 3,23%.

### **Señales unipolares.**

Como última medida, se procederá a realizar la captura de las señales de las derivaciones unipolares aumentadas. Estas señales se adquieren seleccionando puntos específicos del cuerpo humano. En total, se disponen de tres derivaciones: aVL, aVR y aVF.

La derivación aVL se toma en el lado izquierdo del cuerpo, concretamente en el antebrazo, ubicado dos dedos por encima de la muñeca. Por otro lado, la derivación aVR se posiciona en el lado derecho del cuerpo. Finalmente, la derivación aVF se establece en relación con la pierna izquierda.

La figura 71 presenta la representación gráfica de la señal adquirida en el tiempo para la derivación aVL. En esta figura, se han aplicado filtros digitales para atenuar características de ruido presentes en la señal. Estos filtros están diseñados para suprimir ruidos provenientes

de la red eléctrica u otras fuentes de interferencia, cuya frecuencia supere los 100 Hz, que constituye la banda de interés. Dentro de las características observables para la señal se encuentra que el valor pico de la señal apunta hacia abajo a comparación de la señal bipolar en donde el valor de la onda R que era donde se generaba la mayor amplitud se presentaba hacia arriba.

En la figura 71, se observa una señal que, a pesar de la aplicación de varios filtros digitales, todavía exhibe un nivel considerable de ruido. Este fenómeno se debe a que, al tratarse de una señal unipolar, el punto de referencia de la señal está expuesto a diversas fuentes de ruido, lo que dificulta su eliminación mediante filtros digitales. Sin embargo, a pesar del ruido presente, es posible identificar ciertos aspectos de interés en la señal. En la señal, se puede distinguir la distancia entre los valores de pico, lo cual es fundamental para determinar la frecuencia cardíaca. La diferencia promedio entre los valores de pico es de 950 ms, lo que indica una frecuencia cardíaca de 63 latidos por minuto. Este valor se encuentra dentro del rango considerado normal para un adulto en reposo.

Por otro lado, es importante considerar la amplitud de la señal. Para estas derivaciones unipolares, se espera que la amplitud se sitúe en el rango de 0.5 a 2 mV, en la imagen es posible ver una amplitud presente en un rango de -1,5 a -1.9 mV lo que es concluyente con la teoría.[50]

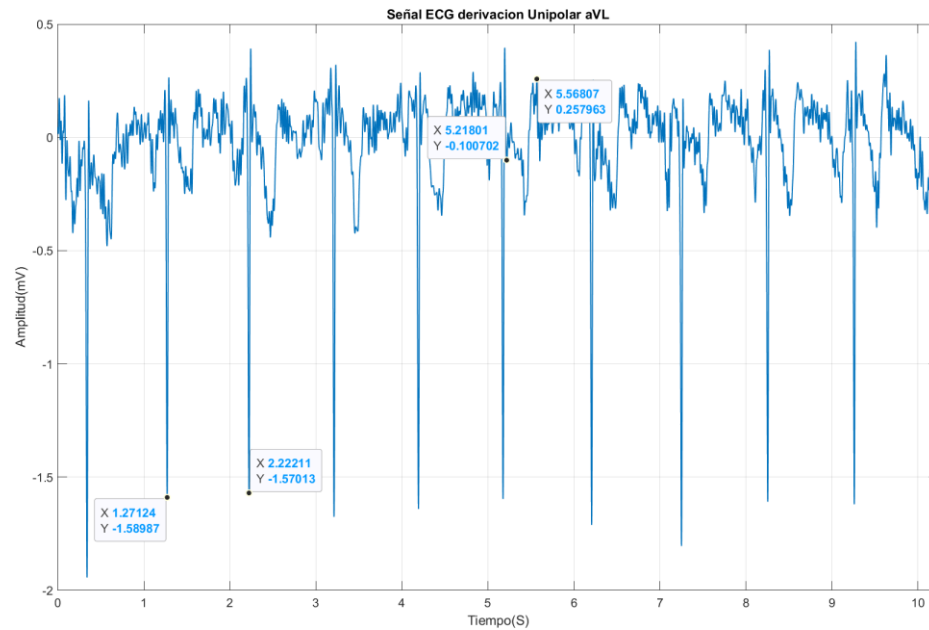


Figura 71. Señal ECG de derivación unipolar aVL obtenida de usuario con tarjeta realizada implementando filtros digitales.

La figura 72 presenta la transformada de Fourier para la señal vista en donde se permite ver las diferentes componentes a lo largo del espectro, en este se puede verificar el funcionamiento de los filtros digitales implementados, se puede observar que la señal o ruido proveniente de la red eléctrica que se encuentra en 60 Hz quedó eliminado, así como el superior a los 100 Hz, por otro lado, se ve que la amplitud máxima de la señal se encuentra en 1Hz.

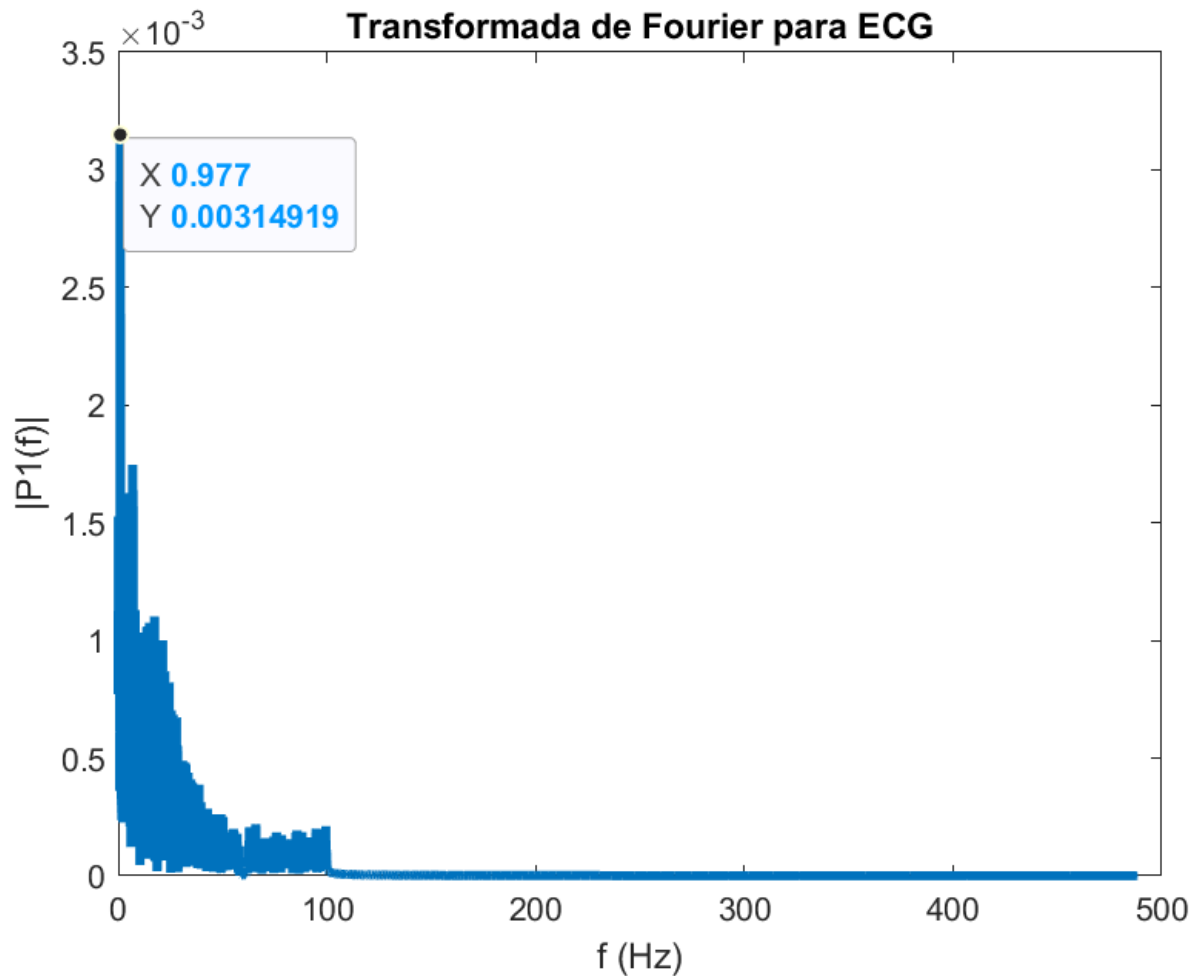


Figura 72. Transformada de Fourier de señal ECG unipolar de derivación aVL obtenida de usuario con tarjeta realizada con filtro digital.

La figura 73 muestra la señal adquirida y filtrada para la derivación aVR de un usuario, la señal posee una forma similar a la derivación aVR donde su componente de mayor amplitud apunte hacia el lado negativo, está señal posee el mismo problema que la anterior y es que a pesar de la implementación de filtros se adquiere ruido que se adhiere a la señal que hace difícil el eliminarlo, aunque aun así es posible detallar los tiempos para la onda R que en este caso es de 890 ms en promedio y también detallar su amplitud que para este caso oscila en un rango de -1 a -1.5mV.

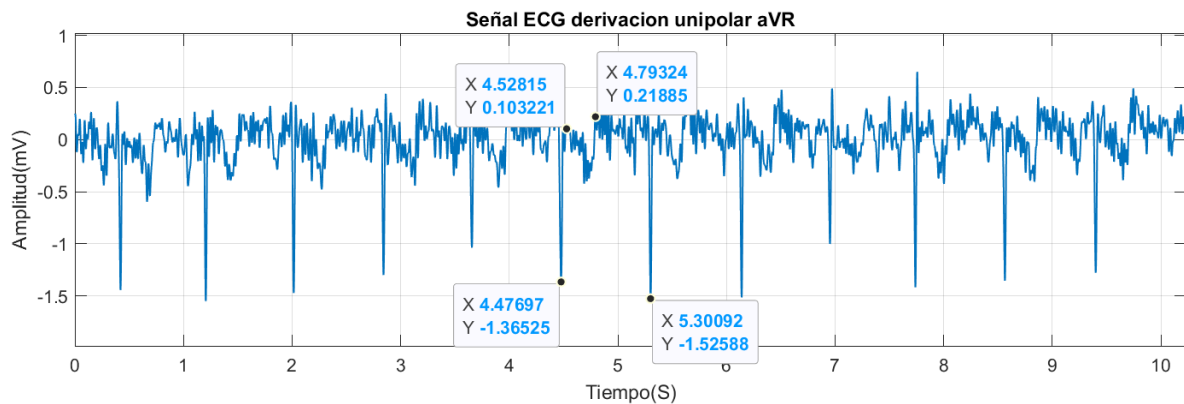


Figura 73. Señal ECG de derivación unipolar aVR obtenida de usuario con tarjeta realizada implementando filtros digitales.

La figura 74 muestra la transformada de Fourier para la señal analizada, lo que permite observar las diferentes componentes a lo largo del espectro de frecuencias. En este análisis, se puede verificar el funcionamiento de los filtros digitales implementados. Se observa claramente que la señal o el ruido proveniente de la red eléctrica, que generalmente se encuentra en 60 Hz, ha sido eliminado, al igual que las frecuencias superiores a los 100 Hz.

Por otro lado, se destaca que la amplitud máxima de la señal se encuentra 4 Hz, lo cual contrasta con lo observado en la derivación aVL. Esto permite ver las diferencias en la distribución de la energía de la señal entre diferentes derivaciones.

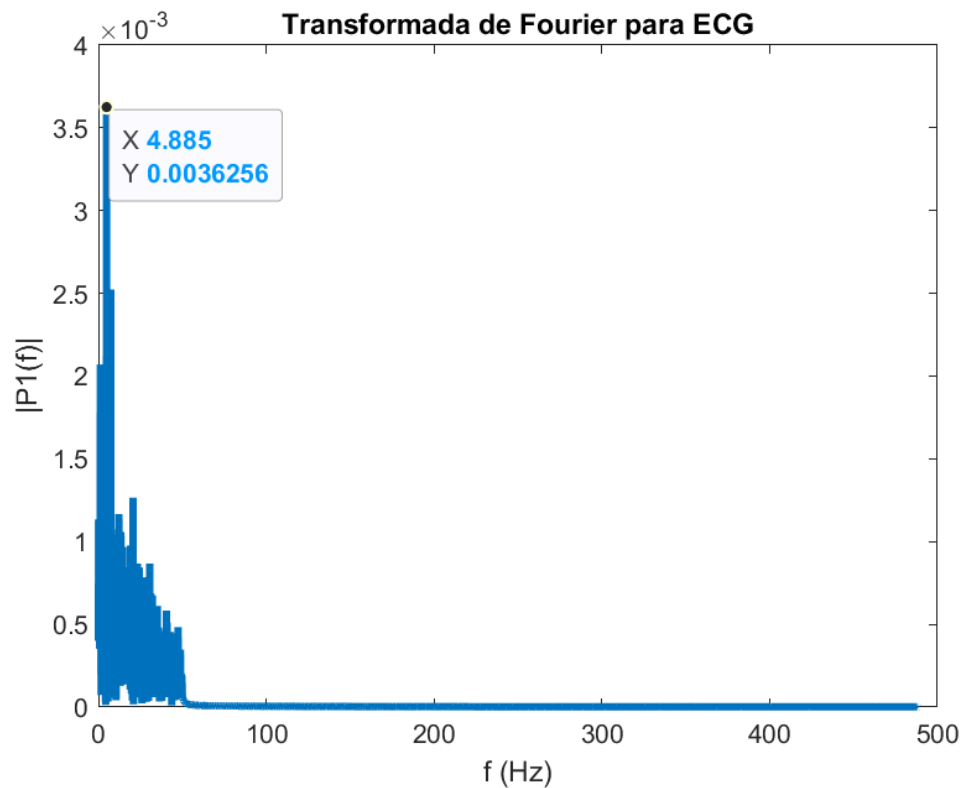
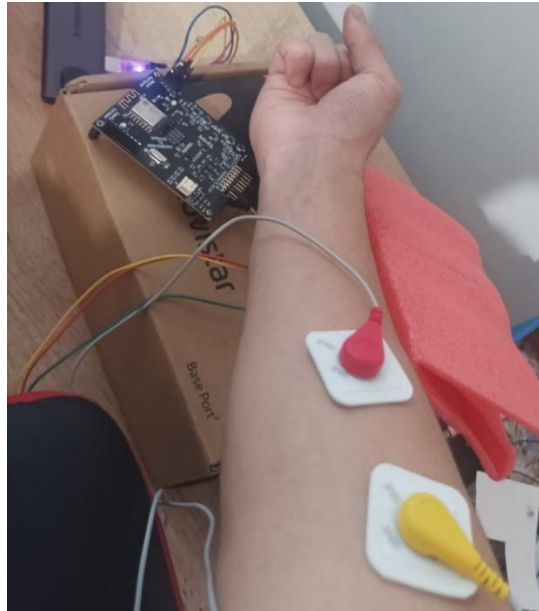


Figura 74. Transformada de Fourier de señal ECG unipolar de derivación aVR obtenida de usuario con tarjeta realizada con filtro digital.

### 5.3 Señal electromiograma (EMG)

Se llevarán a cabo pruebas de adquisición de electromiograma con una persona para evaluar el desempeño de la tarjeta en condiciones reales. Los filtros, analógicos, jugarán un papel importante en este proceso al eliminar los diversos ruidos presentes en el entorno real que podrían afectar la señal que se está adquiriendo. Las conexiones entre la persona y la tarjeta se muestran en la figura 75.



*Figura 75. Conexiones persona a tarjeta para adquisición EMG.*

Para la obtención del electromiograma es necesario colocar los electrodos en la región muscular a analizar, en este caso se pusieron los 2 electrodos diferenciales en el antebrazo y el electrodo de referencia se pondrá en el codo o en su defecto en algún hueso.

La señal del electromiograma examina las señales eléctricas proveniente de los músculos en su estado de inactivo y estado activo, como se observa en la figura 76, donde se presentan cuatro contracciones musculares a causa de la realización de fuerza para la prueba.

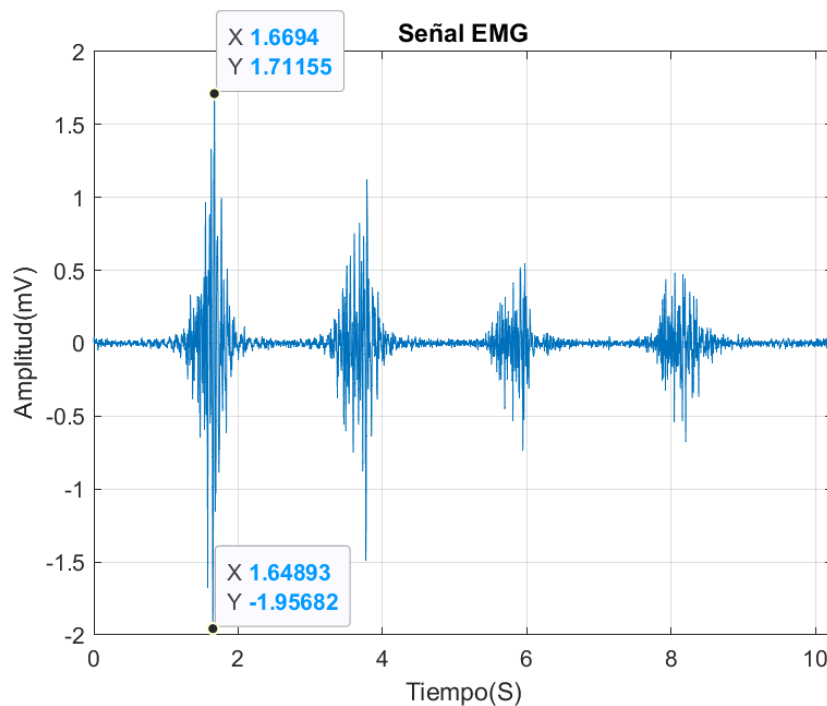


Figura 76. Señal EMG obtenida de usuario con tarjeta realizada con filtros digitales.

Se puede observar la forma característica de un electromiograma ya que cuando el músculo se encontraba en reposo no hay ningún tipo de amplitud lo único es un mínimo de ruido y cuando se contrae el músculo a analizar se presentan amplitudes superiores. Por consiguiente, a mayor fuerza se va a evidenciar un aumento en la amplitud esto debido a la cantidad de unidades motoras que se encuentran activas,[50] teniendo en cuenta esto es posible encontrar una proporcionalidad entre la fuerza generada y la amplitud percibida, con ello se puede analizar que en este caso la primera vez se empleó más fuerza que en las tres posteriores y las dos últimas se evidencia una reducción de fuerza aplicada.

Otro aspecto a considerar son los valores numéricos presentes para la amplitud pico a pico, en este caso en la señal se tienen valores de 1.1mV siendo la menor y 3.67 mV para la mayor, según la documentación la amplitud presente en estas señales es de 0.25mV hasta 5mV para una persona en condiciones normales, en caso de que la amplitud sea superior o inferior la persona podría tener problemas tales como neuropatías o miopatías, para poder afirmar esto es necesario hacer un análisis más riguroso sobre la señal y que de esta manera se genere algún diagnóstico o se use para una aplicación particular.

Por otra parte, para observar el comportamiento de la señal a lo largo del espectro con sus componentes frecuenciales generadas tanto en la etapa de relajación como en la etapa de contracción, para ello es necesario emplear la transformada de Fourier dando como resultado la figura 77, en donde se puede confirmar que según lo indicado por la documentación las componentes espectrales se deben encontrar en el rango de 10 a 150 Hz. Un aspecto para observar es que tanto los filtros analógicos como digitales están cumpliendo con lo establecido.

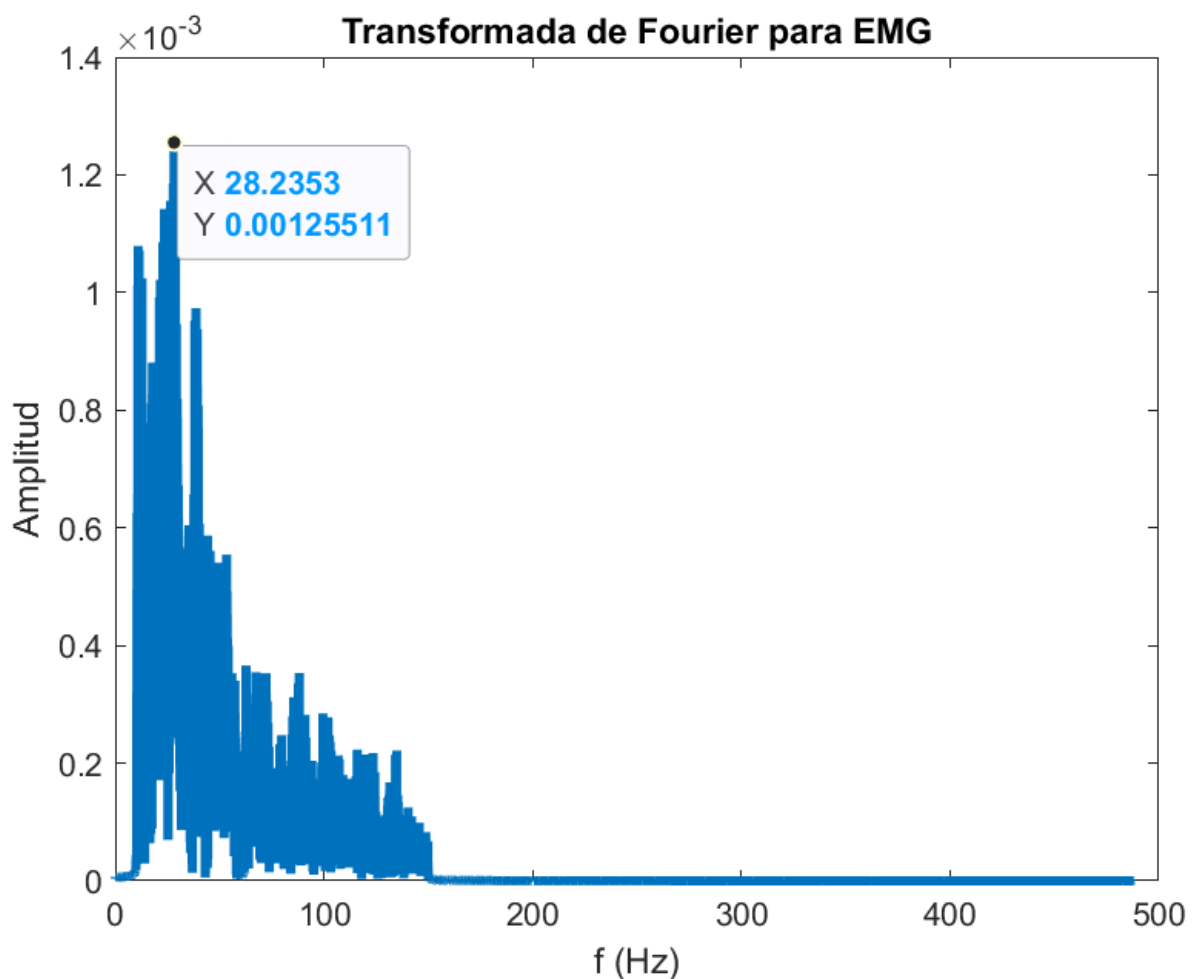


Figura 77. Transformada de Fourier de señal EMG obtenida de usuario con tarjeta realizada con filtros digitales.

Finalmente se procede a realizar una prueba con la tarjeta comercial para la comparación del funcionamiento como se observa en la figura 78, de acuerdo con esto el único aspecto por el que se puede comparar es su forma, ya que para la obtención de un EMG se depende de la

fuerza realizada y no en todos los casos es igual, teniendo esto en cuenta y detallando las dos señales obtenidas se puede concluir que la señal realizada con la tarjeta propia y la comercial son del mismo tipo.

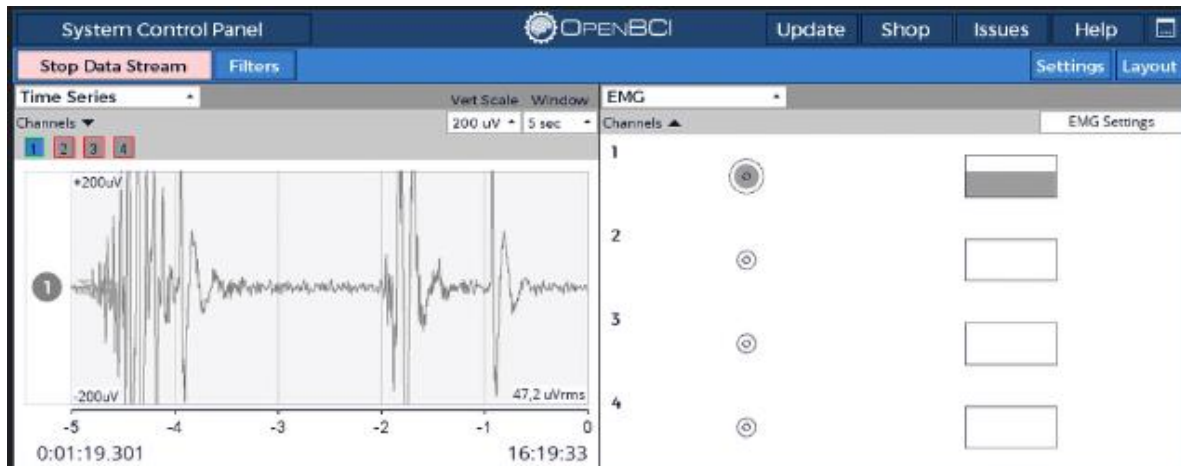


Figura 78. Señal EMG obtenida de usuario con tarjeta Ganglion de OpenBCI.

#### 5.4 Señal electroencefalograma (EEG)

Se llevarán a cabo pruebas de adquisición de electroencefalograma (EEG) en una persona para evaluar el desempeño de la tarjeta en condiciones reales, para ello se usarán los cuatro canales de esta, dos en el lóbulo frontal, 1 en el lóbulo parietal y el otro en el lóbulo temporal con sus respectivas referencial ubicadas en los lóbulos de las orejas. Durante este proceso, los filtros analógicos desempeñarán un papel esencial al filtrar los ruidos presentes que podrían interferir con la señal EEG deseada. Las conexiones entre la persona y la tarjeta de adquisición de datos se detallan en la figura 79.



Figura 79. Conexiones persona a tarjeta para adquisición EEG.

Se realizarán dos tipos de pruebas de la señal de electroencefalograma, las cuales son las de una persona parpadeando y la otra apretando la mandíbula, en la teoría se menciona que estos son artefactos presentados en las señales que simulan las frecuencias presentes en una señal EEG, en este caso en la banda delta de la señal. La prueba del EEG podrá tomar diferencias de potencial en distintas zonas del cerebro estas se pueden detectar según el tipo de evento al que se somete la persona, estos eventos pueden ser musculares o cognitivos.[50]

Primeramente, se analizarán los resultados obtenidos en la figura 80 que es la prueba realizada de una persona parpadeando, es posible evidenciar que se producen cinco alteraciones en la señal cada vez que se genera un parpadeo que se perciben en un aumento de amplitud, esta se genera en los canales que están conectados en el lóbulo frontal, en los otros dos canales no se produce ningún tipo de alteración. La amplitud pico a pico generada para la señal de parpadeo posee un valor promedio de 254.53  $\mu\text{V}$ , para la obtención de este valor se toman los valores pico a pico generados para cada parpadeo y se genera el promedio.

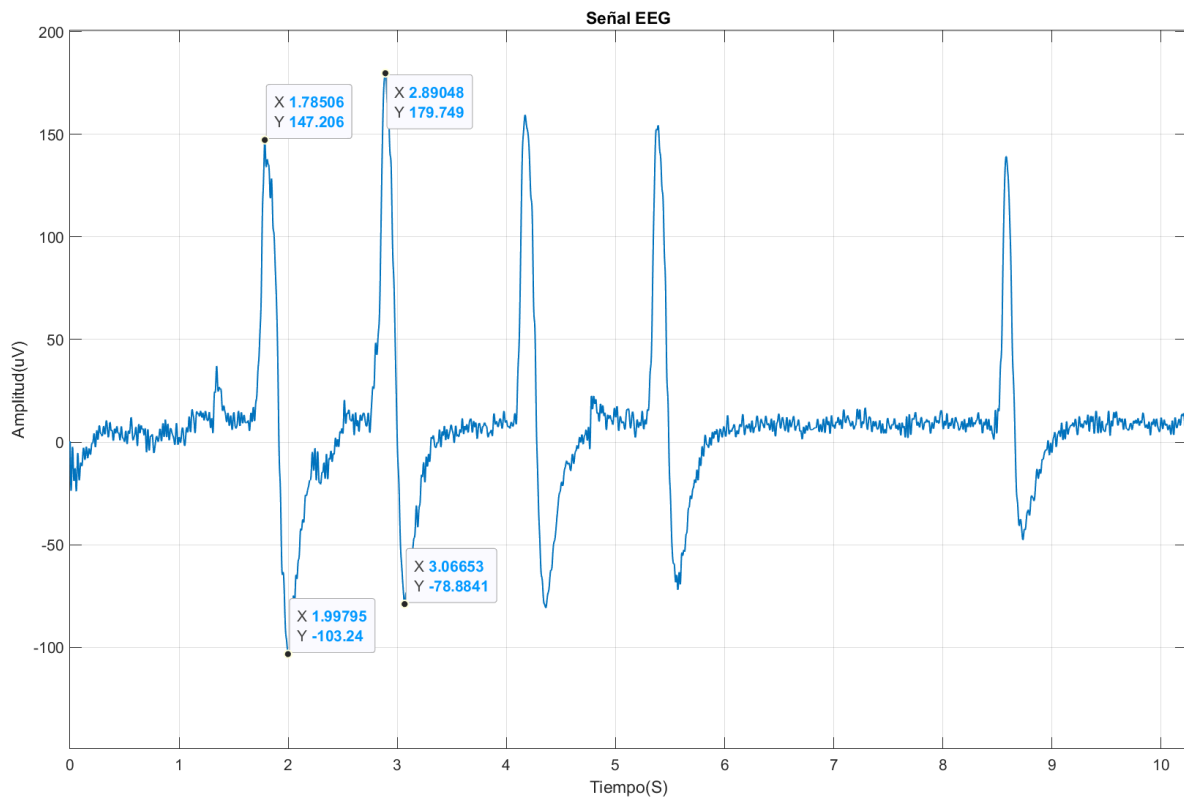


Figura 80. Señal EEG para parpadeo obtenida de usuario con tarjeta realizada implementando filtros digitales.

En la figura 81 es posible observar el espectro en Fourier del electroencefalograma en donde se detalla que el valor que predomina en la señal se encuentra en 0.88 Hz, pero se tiene un rango que se extiende hasta 4 Hz, tal como se mencionó anteriormente este rango es para señales de tipo delta, de manera que la frecuencia esperada para la señal y la obtenida si corresponden.

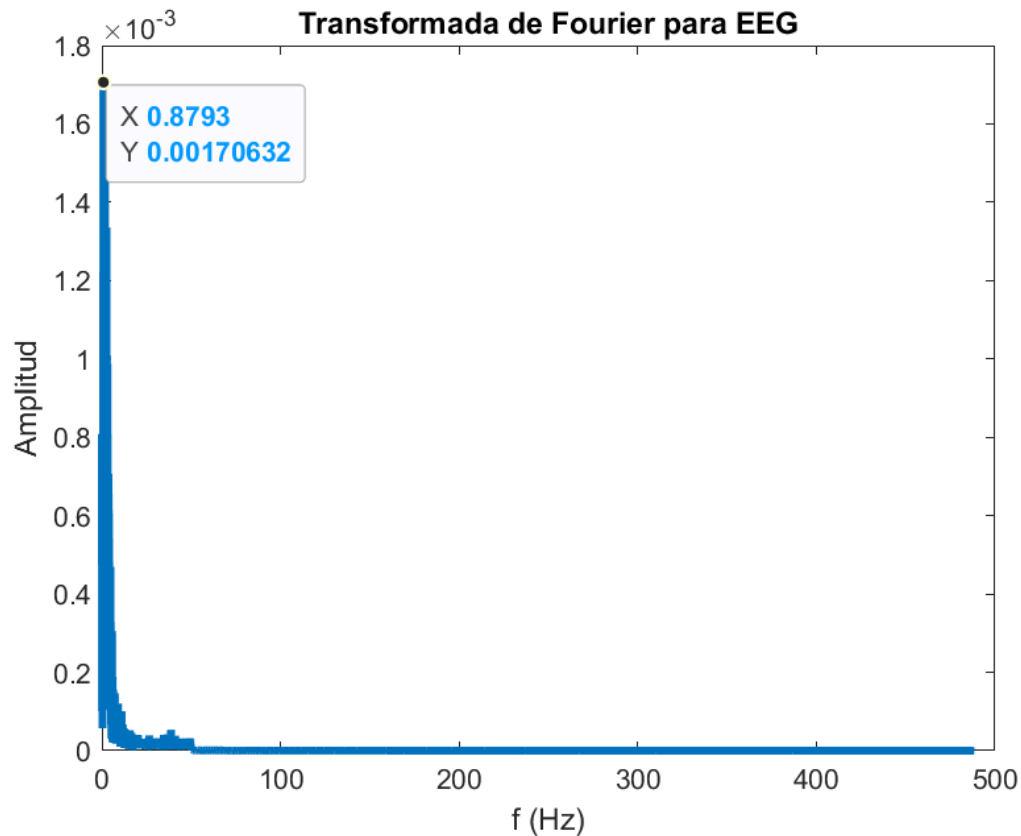


Figura 81. Transformada de Fourier de señal EEG para parpadeo obtenida de usuario con tarjeta realizada implementando filtros digitales.

Finalmente, se tiene la señal obtenida por medio de la tarjeta comercial como se observa en la figura 82 en donde se presenta una variación en amplitud cada vez que se realiza un parpadeo, de igual manera se evidencia en el gráfico de la derecha que solo dos de los canales están actuando al momento de recibir la señal. Al comparar las gráficas, se puede observar que el comportamiento en el tiempo es el mismo al obtenido con la tarjeta propia, una señal que presenta una alteración en amplitud cuando se cierra y abre el ojo en el parpadeo, en cuanto a los valores que presenta la señal se puede distinguir un valor pico a pico promedio de 264  $\mu\text{V}$ , al compararlo con respecto a lo obtenido de la tarjeta propia se obtiene una diferencia del 3,71%.

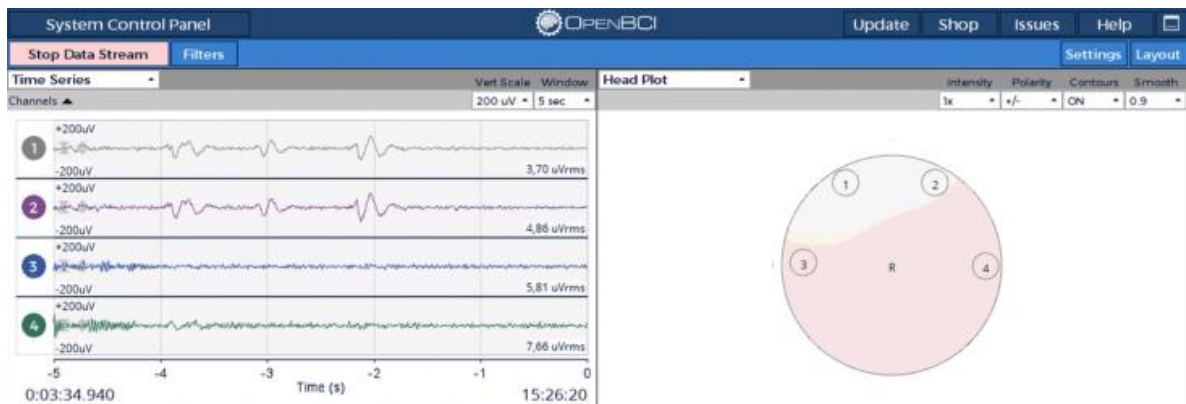


Figura 82. Señal EEG obtenida de usuario parpadeando con tarjeta Ganglion de OpenBCI.

Por otra parte, el análisis a realizar se basa cuando se aprieta la mandíbula realizada por la persona con el fin de obtener una señal que genere un artefacto en la frecuencia de la banda delta en la señal de electroencefalografía que es la que trabaja cuando una persona se encuentra en sueño profundo, en la figura 83 es posible ver la señal generada, en esta se puede observar cómo se genera una variación significativa en amplitud cada vez que se genera el movimiento de mandíbula. Esta señal está presente en los cuatro canales puestos en la cabeza, en los dos lóbulos frontales-parietales y los otros dos en los temporales – parietales.

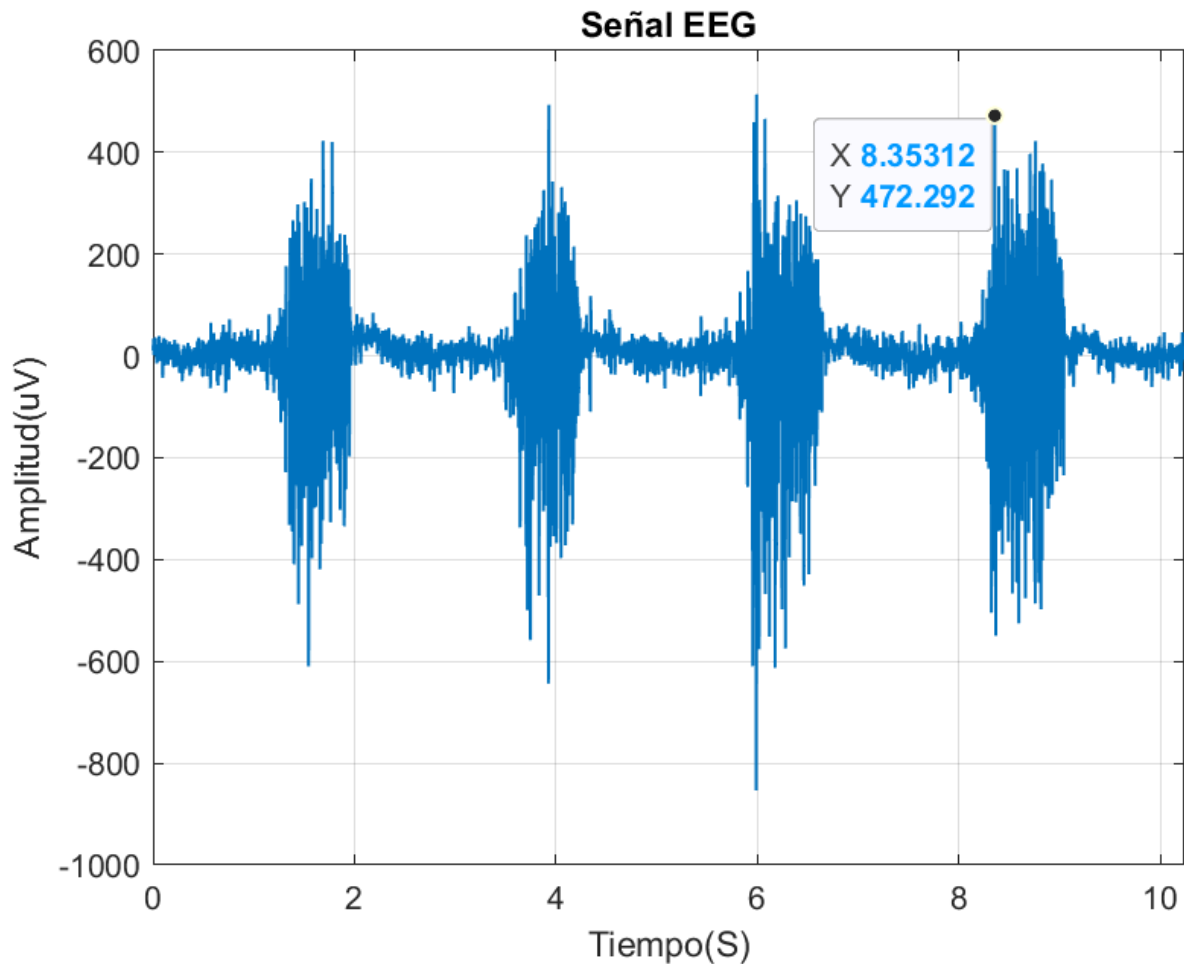


Figura 83. Señal EEG para movimiento de mandíbula obtenida de usuario con tarjeta realizada.

Por otra parte, para observar el comportamiento de la señal en el dominio de la frecuencia, es necesario emplear la transformada de Fourier dando como resultado la figura 84, en donde se pueden observar las diferentes componentes espectrales de la señal donde se confirma que según lo indicado por la documentación las componentes espectrales se deben encontrar en el rango de 0.5 a 4Hz.[16] Es posible observar que la señal posee componentes frecuenciales en valores más altos que los usuales para una señal EEG esto debido que al ser una contracción muscular, los electrodos adquieren esta señal con la frecuencia asociada de un EMG.

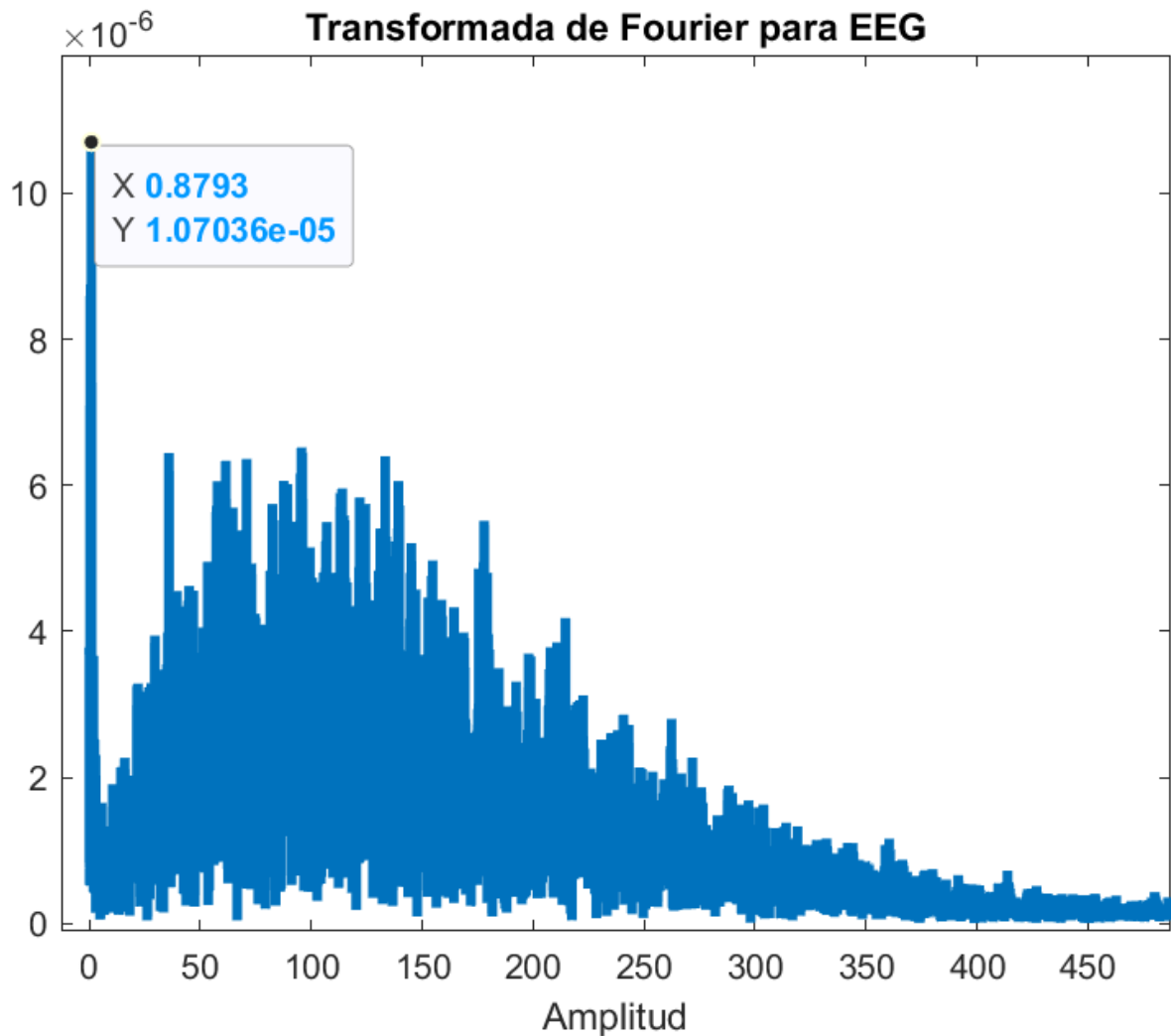


Figura 84. Transformada de Fourier de señal EEG obtenida de usuario con movimiento de mandíbula con tarjeta realizada.

Con el fin de realizar una reducción del ruido generado por la contracción muscular, se implementaron filtros digitales, en la figura 85 se puede ver el resultado al eliminar estas componentes, la señal tiene una forma similar, aunque la amplitud se ve reducida a solo 250uV pico a pico que es la amplitud presente para las señales de EEG en la banda delta.

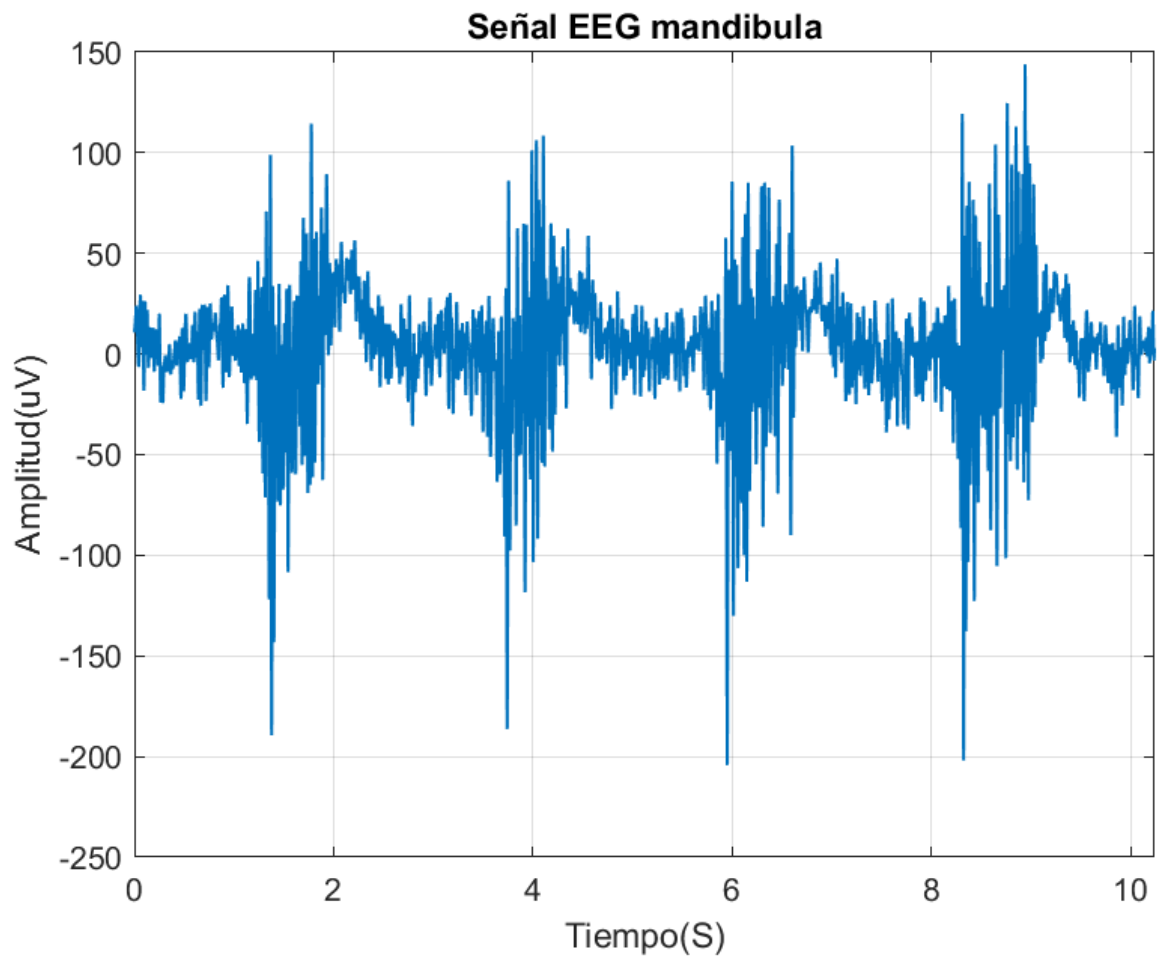


Figura 85. Señal EEG para movimiento de mandíbula obtenida de usuario con tarjeta realizada implementando filtros digitales.

Se procede a realizar la transformada de Fourier de la señal con el fin de comprobar si los filtros digitales implementados funcionan de manera correcta, en la figura 86 es posible observar como la amplitud de la señal se reduce a cero en las frecuencias no deseadas y solo se dejan del rango de frecuencias de 0.5 a 50Hz que es la región de interés.

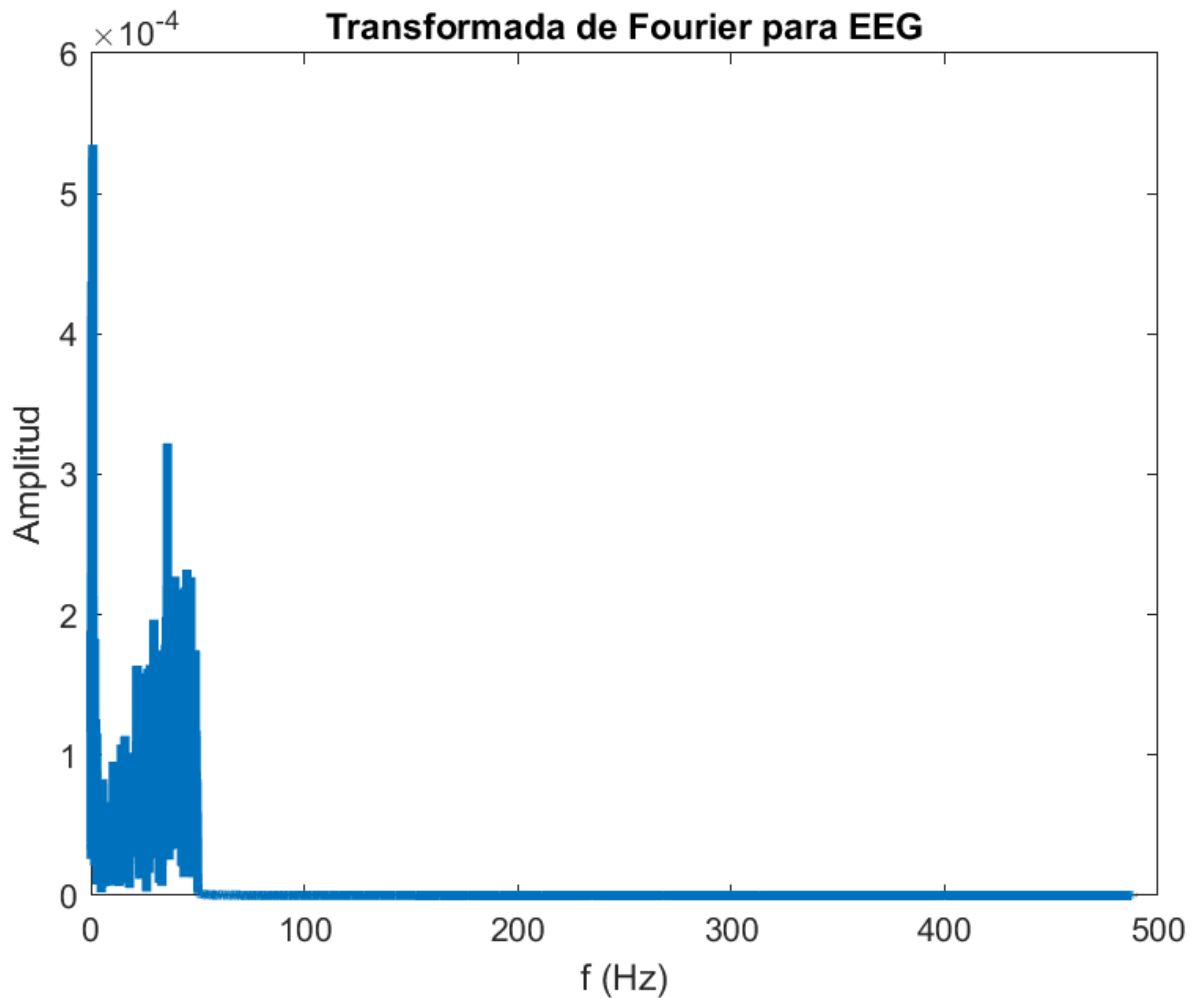


Figura 86. Transformada de Fourier de señal EEG obtenida de usuario con apretón de mandíbula con tarjeta realizada implementando filtros digitales.

Finalmente, se procede a observar el comportamiento de la señal de EEG adquirida por la tarjeta comercial en donde se realizó la misma prueba, en la figura 87 es posible observar el diagrama en el tiempo de la señal obtenida y un gráfico de la cabeza en donde se evidencia las regiones activas al momento de apretar la mandíbula, se puede evidenciar que la señal graficada posee aspectos de forma y amplitud similares a lo visto en la tarjeta propia.

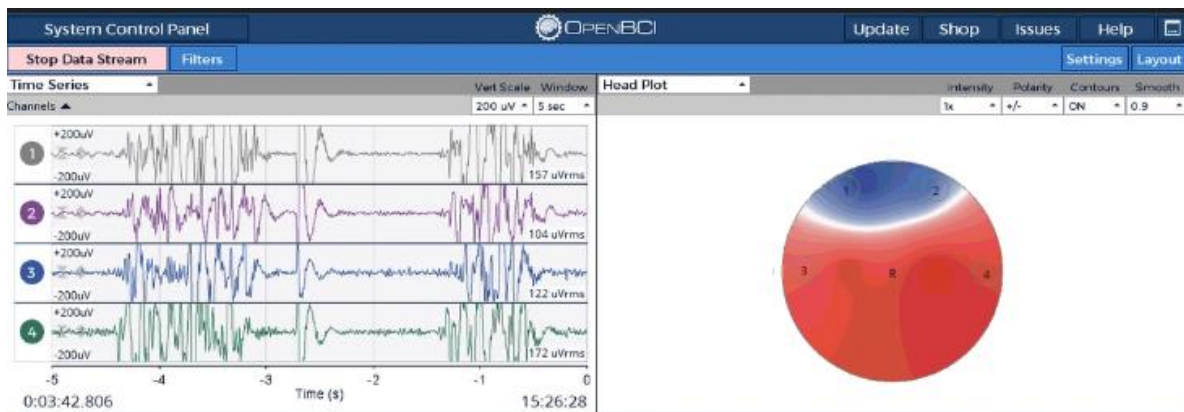


Figura 87. Señal EEG obtenida de usuario con apretón de mandíbula con tarjeta Ganglion de OpenBCI.

## 5.5 Costos Tarjeta

Se realiza el análisis de costos para poder evaluar el precio final de la tarjeta ya que uno de los objetivos principales era obtener una tarjeta de bajo costo en comparación con las encontradas en el mercado, en la tabla 8 se puede evidenciar todos los componentes usados en la tarjeta con su respectivo precio en dólares ya que fue la moneda que se usó para la compra de estos.

Tabla 8. Tabla de componentes empleados en la tarjeta con su precio

COMPONENTE	CANTIDAD	PRECIO UNIDAD (USD)	PRECIO TOTAL (USD)
JS_2_Battery	1	0,171	0,171
0.1uF	5	0,0047	0,0235
1uF	12	0,0065	0,078
18pF	2	0,0021	0,0042
10uF	4	0,018	0,072
D_Schottky	1	0,57	0,57
LED	2	0,0051	0,0102
AD8607ARMZ	2	Ad620	2,54
CONN_02X08	1	0,82	0,82
CONN_01X08	1	0,079	0,079
CONN_01X04	2	0,079	0,158
10M	5	0,0007	0,0035
100K	7	0,0009	0,0063
1K	6	0,0009	0,0054
1M	4	0,0009	0,0036
2K	4	0,0008	0,0032
330K	1	0,0015	0,0015

10k	3	0,4875	1,4625
909K	4	0,00014	0,00056
CJS1200	4	1,09	4,36
TACT_SWITCH	2	0,189	0,378
SPDT	1	1,5	1,5
NCP551	2	0,74	1,48
AD8237	4	1,72	6,88
MCP6V31U	2	2,5	5
TPD4E1B06	3	0,03675	0,11025
MCP3912	1	6,9	6,9
ESP-12F	1	2,6	2,6
Crystal_Small	1	0,4875	0,4875

Con el valor final de todos los componentes, en la tabla 9 se observa todos los valores adicionales que se tuvieron que pagar por la tarjeta desde los impuestos la impresión, ensamble y envío.

Tabla 9. Tabla de gastos empleados en la tarjeta y tener el precio final

CONCEPTO	PRECIO(USD)
Precio componentes	35,70821
Impuesto materiales externos	37
Impresión PCB	2
Revisión conexiones	1
Ensamble	10
Envío	37
Impuesto importación	41
Total	163,70821

Finalmente se obtuvo un precio final de 163.70821USD que al cambio de la fecha presente da un valor de 632.532 COP, la tarjeta ganglion actualmente está en un precio 499 USD que en precio colombiano seria 1.928.026 COP, con ello podemos concluir que se obtuvo una tarjeta que cuesta 67.19% menos que la que está en el mercado.

## 5.6 Interfaz grafica

Como último aspecto a analizar se vera la interfaz gráfica implementada, en la figura 88 es posible ver el vistazo a la interfaz que permitirá visualizar las señales adquiridas en los cuatro canales, además de que se permitirá generar la transformada de Fourier para los canales con

la finalidad de observar su comportamiento en frecuencia para determinar si es el esperado, por otra parte se encuentra la etapa de filtrado en la cual se permitirá seleccionar el canal y el tipo de señal que se está adquiriendo en ese canal con el fin de implementar cierto tipo de filtros dependiendo de la señal.

Para realizar la interfaz y el procesamiento se empleó el lenguaje de programación Python el cual mediante el uso de librerías permite generar filtros, visualización, interfaz y adquisición de datos.

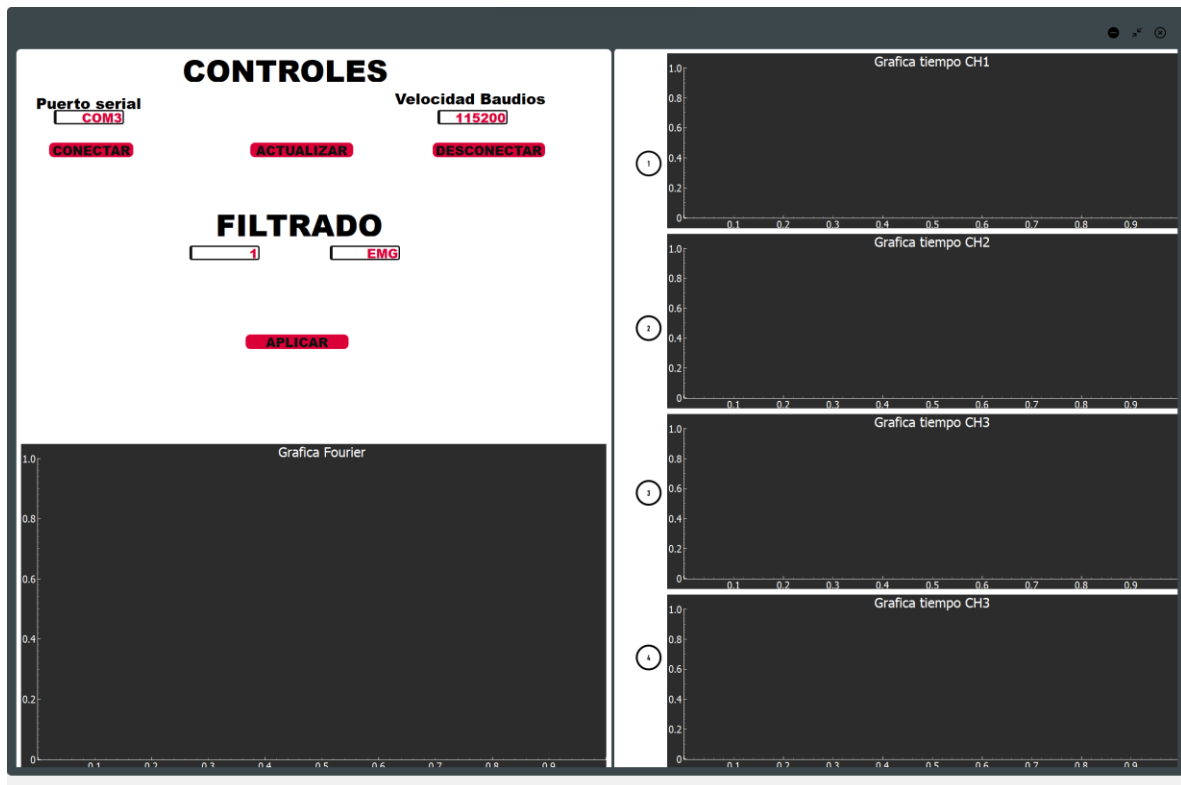


Figura 88. Interfaz gráfica implementada

## 6. CONCLUSIONES

En cuanto al diseño y selección de componentes para la tarjeta se optó por materiales de bajo costo con la finalidad de reducir el valor final de la tarjeta, aunque con el respectivo análisis donde se cumpliera con los aspectos de calidad necesarios para una aplicación de tipo médico.

En cuanto a la implementación de la tarjeta de adquisición de cuatro canales para señales fisiológicas se logró reducir el costo de una tarjeta de este tipo con respecto a las presentes en el mercado en un 67.19%, también se logró realizar un dispositivo portable con un tamaño de 6X8 cm además que se obtuvieron resultados de calidad similar, logrando contribuir en la accesibilidad de dispositivos en el campo de la salud para la investigación o proyectos independientes.

La interfaz gráfica desarrollada proporciona una visualización clara y accesible de los datos recibidos en tiempo real. Además, ofrece funcionalidades para el procesamiento de la señal a través de la aplicación de filtros digitales, brindando al usuario todas las herramientas necesarias dentro del software para manipular los datos según sus necesidades.

Realizadas las pruebas y análisis de las señales obtenidas para el ECG, EMG y EEG se puede decir que la tarjeta realizada con respecto a la tarjeta comercial Ganglion se encuentra bajo un error dentro del margen del 15% el cual se tiene como requerimiento, basándose en las pruebas del ECG en donde se evidencia una diferencia calculada del 4,86%, para la señal EEG en la prueba de parpadeo se presentó una diferencia del 3,71% y finalmente para las otras pruebas realizadas fue complicado determinar el valor porcentual del error debido a que la replicación no conllevara al mismo resultado teniendo en cuenta que depende de aspectos de fuerza los cuales no son controlables de manera precisa, por ello la diferencia de resultados no dependerá de la calidad de la tarjeta, pero a pesar de ello usando la amplitud, forma y rango de frecuencia en la que se trabaja, se puede evidenciar un funcionamiento correcto y bastante cercano al de la tarjeta comercial.

## **7. RECOMENDACIONES**

La tarjeta no es un dispositivo medico ni para diagnóstico, es un dispositivo prototipo empleado para investigación así mismo se debe tener en cuenta que para el uso comercial se deben cumplir con ciertas normativas.

En este proyecto se deja la opción de comunicación con el software por medio de WIFI, este debe ser capaz de enviar y recibir grandes cantidades de datos que permitan la visualización de las señales en tiempo real, así como su manipulación.

## 8. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] “Cyton Biosensing Board (8-channels) – OpenBCI Online Store.” Accessed: Feb. 12, 2024. [Online]. Available: <https://shop.openbci.com/products/cyton-biosensing-board-8-channel>
- [2] “Ganglion Board (4-channels) – OpenBCI Online Store.” Accessed: Feb. 12, 2024. [Online]. Available: <https://shop.openbci.com/products/ganglion-board>
- [3] F. DE Psicología and E. M. Duarte Hernández Directores Javier González Marqués Jesús Alvarado Izquierdo, “UNIVERSIDAD COMPLUTENSE DE MADRID TESIS DOCTORAL Neurofeedback como tratamiento para el trastorno por deficit de atención (TDA) MEMORIA PARA OPTAR AL GRADO DE DOCTOR PRESENTADA POR,” 2015.
- [4] H. Romo, J. Realpe, and P. Jojoa, “Análisis de Señales EMG Superficiales y su Aplicación en Control de Prótesis de Mano,” 2007.
- [5] I. R. Andrés, B. Esquivel, and I. A. Fajardo Márquez, “Design of a System for Acquisition and Processing ECG’s Signals based on Virtual Instrumentation,” *RIELAC*, vol. 1, pp. 17–30, 2015.
- [6] “Cyton + Daisy Biosensing Boards (16-Channels) – OpenBCI Online Store.” Accessed: Feb. 15, 2024. [Online]. Available: <https://shop.openbci.com/products/cyton-daisy-biosensing-boards-16-channel>
- [7] H. S. Kisakye, “OpenViBE as a Platform for a P300 Speller,” 2012.
- [8] J. Polich, “Updating P300: An integrative theory of P3a and P3b,” 2007, doi: 10.1016/j.clinph.2007.04.019.
- [9] C. H. Zapata-Zapata, E. Franco-Dáger, J. M. Solano-Atehortúa, and L. F. Ahunca-Velásquez, “La esclerose lateral amiotrófica: Atualización,” *Iatreia*, vol. 29, no. 2, pp. 194–205, Apr. 2016, doi: 10.17533/udea.iatreia.v29n2a08.
- [10] “La Esclerosis Lateral Amiotrófica (ELA), en Colombia se presenta cerca de 4 casos nuevos al mes - CONSULTORSALUD.” Accessed: Feb. 12, 2024. [Online]. Available: <https://consultorsalud.com/la-esclerosis-lateral-amiotrofica-ela-en-colombia-se-presenta-cerca-de-4-casos-nuevos-al-mes/>

- [11] L. Azcona, “Estructura del corazón Capítulo 4 El electrocardiograma,” 2009.
- [12] J. L. Romero, “ANÁLISIS DE SEÑALES ELECTROCARDIOGRÁFICAS USANDO TÉCNICAS DE PROCESAMIENTO DIGITAL TRABAJO FIN DE CARRERA INGENIERÍA TÉCNICA DE TELECOMUNICACIÓN,” 2015.
- [13] J. DE Iván Gómez Angarita Universidad Tecnologica Pereira Facultad De Ciencias Básicas, “LA ELECTROMIOGRAFÍA: UN ACERCAMIENTO AL CONCEPTO FISIOLÓGICO, LA CONSTRUCCIÓN DE UN EQUIPO ELECTROMIOGRÁFICO CON REGISTRO NO INVASIVO; Y LA RESISTENCIA GALVÁNICA DE PIEL COMO MÉTODO DE RELAJACIÓN MUSCULAR,” 2009.
- [14] L. Gila, A. Malanda, I. R. Carreño, J. R. Falces, and J. Navallas, “Métodos de procesamiento y análisis de señales electromiográficas Electromyographic signal processing and analysis methods,” 2009.
- [15] S. Rubio, “Patrón Electromiográfico como Método Diagnóstico Precoz de la Miopatía de UCI,” 2014.
- [16] Mark. Quigg, *EEG pearls*. Mosby Elsevier, 2006.
- [17] “Neural Oscillations - Interpreting EEG Frequency Bands - iMotions.” Accessed: Feb. 12, 2024. [Online]. Available: <https://imotions.com/blog/learning/best-practice/neural-oscillations/>
- [18] J. Karki, “Understanding Operational Amplifier Specifications,” 2021, Accessed: Feb. 12, 2024. [Online]. Available: [www.ti.com](http://www.ti.com)
- [19] J. Salazar, “Diseño de un Amplificador de ganancia programable con reducción de offset para la recepción de señales neuronales,” 2019.
- [20] “Amplificadores Operacionales”.
- [21] R. Areny, “Amplificadores compuestos de instrumentación. Análisis y aplicación,” pp. 84–88, 2016.
- [22] J. María and D. Moyano, “ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN UNIVERSIDAD DE CANTABRIA INSTRUMENTACIÓN ELECTRÓNICA DE

COMUNICACIONES (5º Curso Ingeniería de Telecomunicación) Tema III: El amplificador de instrumentación,” 2005.

[23] F. Miyara, “AMPLIFICADORES OPERACIONALES DE TRANSCONDUCTANCIA”.

[24] “Electrónica analógica.” Accessed: Feb. 12, 2024. [Online]. Available: [https://gc.scalahed.com/recursos/files/r145r/w894w/U5\\_liga2.html](https://gc.scalahed.com/recursos/files/r145r/w894w/U5_liga2.html)

[25] F. M. Digitales Martínez, L. Gómez, A. J. Serrano, J. Vila, and J. Gómez, “Escola Tècnica Superior Inginyeria Departament d’Enginyeria Electrònica Revisión de los tipos de filtros analógicos más comunes,” 2009.

[26] J. Karki, “Application Report Active Low-Pass Filter Design,” 2002.

[27] P. Cetta, “FILTROS DIGITALES Principios de los filtros digitales”.

[28] D. Ballesteros and D. Torres, “INTRODUCCIÓN A LOS FILTROS DIGITALES UN ENFOQUE TEÓRICO-PRÁCTICO DORA MARIA BALLESTEROS DIEGO RENZA TORRES”, Accessed: Feb. 25, 2024. [Online]. Available: [www.redipe.org](http://www.redipe.org)

[29] L. Escobar, “Diseño de Filtros Digitales,” *Facultad de Ingenieria UNAM*, 2006.

[30] R. Saito, C. Rios, J. Lluís, and A. Ferrer, “UNIVERSIDAD POLITECNICA DE CATALUNYA ESTUDIO E IMPLEMENTACIÓN DE UN CONVERTIDOR ANALÓGICO DIGITAL Y DIGITAL ANALÓGICO SIGMA DELTA,” 2015.

[31] J. Ignacio, “Conversores Análogo-Digital y Digital-Análogo: Conceptos Básicos”.

[32] D. F. Medina, “Conversión Analógica/Digital Capitulo 2,” 2004.

[33] “¿Qué Tipos de Convertidores Analógicos-Digitales Son Utilizados en los Dispositivos Multifuncionales DAQ de National Instruments? - National Instruments.” Accessed: Feb. 12, 2024. [Online]. Available: <https://www.ni.com/knowledgebase/B7DE8B85625186F3862575690078F150>

[34] M. De Cálculo, “Interfaz para el uso de microcontroladores de bajo coste con instrumentación de control estándar.”

- [35] L. Leonardo and R. Abaúnza, “EL DIODO SCHOTTKY O DIODO DE BARRERA”, Accessed: Feb. 12, 2024. [Online]. Available: [www.directindustry.es/fabricante-](http://www.directindustry.es/fabricante-)
- [36] L. Leonardo and R. Abaúnza, “EL DIODO SCHOTTKY O DIODO DE BARRERA”, Accessed: Feb. 19, 2024. [Online]. Available: [www.directindustry.es/fabricante-](http://www.directindustry.es/fabricante-)
- [37] “Tema 40.- La protección. Funciones de un sistema de protección. Planificación de un servicio seguridad. El patrullaje policial”.
- [38] “Proteger electrodomésticos de la estática - Comercializadora GTZ.” Accessed: Feb. 12, 2024. [Online]. Available: <https://comergtz.com/blog/como-proteger-sus-electrodomesticos-de-la-electricidad-estatica/>
- [39] G. Doménech *et al.*, *CIRCUITOS Y FUNCIONES ELECTRÓNICAS*. 2019.
- [40] “Símbolos Electrónicos: regulador.” Accessed: Feb. 12, 2024. [Online]. Available: <https://www.simbolos-electronicos.net/search/label/regulador>
- [41] F. De *et al.*, “CONVERTIDOR DE SEÑALES ECL PARALELO SERIAL PARA LA COMPATIBILIDAD DE INTERFACE DE LAS GRABADORAS AMPEX EN EL INSTITUTO ESPACIAL ECUATORIANO, ESTACIÓN COTOPAXI.” 2014.
- [42] “ESP-12E WiFi Module,” 2015, Accessed: Feb. 12, 2024. [Online]. Available: <http://www.ai-thinker.com>
- [43] yichone, “User Manual for ESP-12E DevKit”, Accessed: Feb. 12, 2024. [Online]. Available: <http://www.doit.am>,
- [44] “Módulo ESP8266 ESP-12E.” Accessed: Feb. 12, 2024. [Online]. Available: <https://naylampmechatronics.com/espressif-esp/176-modulo-esp-12e-esp8266-wifi.html>
- [45] “DECRETO NÚMERO 4725 DE 2005”.
- [46] “PORTA PILAS PARA 3 BATERÍAS EN SERIE MODELO AA.” Accessed: Feb. 22, 2024. [Online]. Available: <https://ssdielect.com/socket-para-baterias/3339-porta-pila-aa-x3.html>

- [47] “ON Semiconductor NCP551”, Accessed: Sep. 07, 2023. [Online]. Available: <https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/ncp551-d.pdf>
- [48] “PCB Manufacturing & Assembly Capabilities - JLCPCB.” Accessed: Mar. 31, 2024. [Online]. Available: <https://jlcpcb.com/capabilities/pcb-capabilities>
- [49] “ProSim™ 8 Vital Signs Simulator Users Manual,” 2011, Accessed: Mar. 31, 2024. [Online]. Available: [www.flukebiomedical.com/service](http://www.flukebiomedical.com/service)
- [50] L. P. Sornmo Leif, “BIOELECTRICAL SIGNAL PROCESSING IN CARDIAC AND NEUROLOGICAL APPLICATIONS BIOELECTRICAL SIGNAL PROCESSING IN CARDIAC AND NEUROLOGICAL APPLICATIONS.”
- [51] J. Gonzalez, “SISTEMA DE FILTRADO ADAPTATIVO APLICADO AL TRATAMIENTO DIGITAL DEL ELECTROCARDIOGRAMA”.

## ANEXOS

## ANEXO A: MANUALES

[https://drive.google.com/drive/folders/1KrQHtNx-Cwdrx1n2i3xXrTLNIIIV89Ah4?usp=drive\\_link](https://drive.google.com/drive/folders/1KrQHtNx-Cwdrx1n2i3xXrTLNIIIV89Ah4?usp=drive_link)

## ANEXO B: CÓDIGO FUENTE DE PROGRAMACIÓN PARA PRUEBAS

```
clear;clc;
delete(instrfind({'Port'},{'COM5'}));
s = serialport('COM5',115200,'Timeout',25);
dato1 = zeros(0,10000);
Vconvertido = zeros(0,10000);
co = 1;
Ts = 977;
ts = 1/977;
vref = 1.2;
L = 10000; %%Longitud de la señal en ms
x1 = (1:1:L)*ts;
Fs = 977;
tic
while(1)
    while co<=L
        sen = readline(s);
        dato1(co) = strtrim(sen(1));
        Vconvertido(co) = (dato1(co)*vref)/(1.5*2^23);
        co = co + 1;
    end
    break;
end
toc
%%Realizar ploteo grafica en el tiempo
```

```

G = 50;
VconvertidomV = Vconvertido*1000./G;
VconvertidouV = Vconvertido*1000000./G;
plot(x1,VconvertidomV,'LineWidth',1)
title("Señal ECG")
xlim([0 x1(L)])
xlabel("Tiempo(S)")
ylabel("Amplitud(mV)")
grid on;
% Transformada de Fourier
yfft = fft(Vconvertido);
P2 = abs(yfft/L);
P1 = P2(1:L/2+1);
P1(2:end-1) = 2*P1(2:end-1);

f = Fs/L*(0:(L/2));
plot(f,P1,"LineWidth",3)
title("Transformada de Fourier para ECG")
xlabel("f (Hz)")
ylabel("|P1(f)|")
%% FILTER
orden = 3000;
Fs = 977;
limi = 0.000001;
lims = 0.05;
limi_n = limi/(Fs/2);
lims_n = lims/(Fs/2);
a= 1;
b = fir1(orden, [limi_n lims_n], 'stop');
ecg_clean = filtfilt(b,a,Vconvertido);

```

```
figure(3);  
plot(x1,ecg_clean)
```

ANEXO C: CODIGO FUENTE DE INTERFAZ REALIZADA

<https://drive.google.com/drive/folders/1-VfcqtPz9utoHGNIhTsukFc215TWt4C5?usp=sharing>