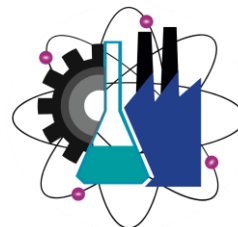


UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DEL ESTADO DE MORELOS

FACULTAD DE CIENCIAS QUÍMICAS E INGENIERÍA



Diseño e implementación de una banda inalámbrica para la adquisición de señales mioeléctricas (sEMG).

T E S I S

PARA OBTENER EL GRADO DE:

Maestro en Ingeniería Eléctrica y Electrónica

PRESENTA:

Moisés Arturo Reyes Martínez

Directores:

Dr. Mario Limón Mendoza

Dr. J. Guadalupe Velásquez Aguilar

Dr. Jorge Sandoval

Cuernavaca, Morelos

Junio del 2026

Agradecimientos

En primer lugar, quiero agradecer a dios por permitirme estar en este momento escribiendo estas palabras desde la lejanía de mi hogar, espacio donde viví mi infancia y donde me vio crecer como persona y como profesional, no terminaría de dar gracias a mis padres por el apoyo que me brindaron durante todo este tiempo. Hemos pasado momentos difíciles en donde tu mamá me has enseñado que el amor de mamá es incondicional, papá gracias por tu esfuerzo y dedicación, ambos son parte de este nuevo capítulo de mi vida profesional. Hoy miro atrás y recuerdo aquel joven con ilusiones y metas que cumplir, con incertidumbre de lo pasaría en el futuro, hoy con alegría puedo decir que lo he cumplido y no le fallé a mi niño interior. Agradecido con el Dr. Mario Limón quien se convirtió en una persona clave para cumplir mis logros académicos y profesionales, infinitas gracias por sus enseñanzas, consejos, mentorías y por ser parte de este proceso, primero como mi asesor de tesis de licenciatura y culminando con este trabajo de investigación. Por otro lado, no podría olvidar un agradecimiento al Dr. Luis Cisneros y el Dr. Gerardo Vera, por sus consejos y de igual manera han estado presentes durante mi paso por la universidad. Durante mi último paso por la UAEM conocí personas que me apoyaron y que me guiaron con el desarrollo de mi trabajo, doy gracias al Dr. Jorge Sandoval quien me abrió las puertas a su laboratorio en donde pase gran parte del tiempo con el desarrollo de este trabajo y quien con su apoyo y tiempo invertido hoy puedo decir que se cumplió. También un agradecimiento al Dr. Guadalupe Velásquez quien fue parte de este proyecto, como mi asesor de tesis y maestro durante mi paso como estudiante. Personas que conocí durante el desarrollo de este trabajo en lo académico y profesional, quiero dar las gracias al Dr. José Marban, investigadores del CIICAp, quien en todo momento me brindo el apoyo en el laboratorio. No terminaría de dar gracias a todos los que en algún punto de esta trayectoria me brindaron el apoyo, doy las gracias al Ing. Rafael Ortega y Marco Robles, quienes me brindaron todo el apoyo para concluir este trabajo durante mi estancia como parte de su equipo. Concluyo con un agradecimiento a la institución que me forjo y que con orgullo visto la camiseta de ser egresado de la Universidad Autónoma del Estado de Morelos, mi segunda casa.

Resumen

En este trabajo se abordará el tema de la adquisición de señales mioeléctricas superficiales o sEMG, en los primeros capítulos se estará explicando la teoría de cómo se producen estas señales. Todo comienza en el sistema nervioso donde los impulsos eléctricos son enviados a través de las motoneuronas, cuando estos impulsos llegan a las fibras musculares van a desencadenar una serie de procesos químicos que finalmente producirán potenciales de acción para la distensión o contracción de los músculos, cuando esto sucede podremos medir las señales sEMG con dispositivos especiales para el tratamiento y acondicionamiento de este tipo de biopotenciales, al igual que las señales ECG y EEG necesitan un dispositivo capaz de amplificar lo suficiente para poderlas medir, en particular las señales sEMG tienen una amplitud entre 5 mV y 10 mV [34], por eso la importancia de seguir algunas recomendaciones que se encuentran en manuales y trabajos previos sobre este tema, por ejemplo, las dimensiones de los electrodos, tipos de electrodos, ubicación y dirección para la instalación de los electrodos, frecuencia de muestreo, tipo de filtro, etc. Para el desarrollo de este trabajo inicialmente fueron utilizados sensores húmedos, nombrados así porque tienen un gel que ayuda a reducir la impedancia de la piel. Por otro lado, también fueron utilizados sensores secos fabricados de acero inoxidable. Un punto esencial en el desarrollo de este proyecto fue la parte de los amplificadores de instrumentación y amplificadores operacionales, como se mencionó anteriormente estas señales necesitan ser amplificadas lo suficiente para poderlas medir, para esto se utilizaron amplificadores de instrumentación con ganancias de hasta 10000, mientras que los amplificadores operacionales jugaron un papel importante en el desarrollo de los filtros y de algunas configuraciones que fueron utilizadas para el acondicionamiento de las señales. Finalmente se estará explicando la parte de la digitalización de estas señales analógicas con el microcontrolador STM32F411, para esta etapa fue importante seguir el teorema de Nyquist con la finalidad de poder reconstruir la señal enviada a la computadora mediante el módulo Bluetooth HC05. Al final se mostrará el circuito ensamblado en PCB con componentes de montaje superficial tamaño 1206, con esto se logró un circuito más compacto y fácil de instalar.

Abstract

In this work, the topic of surface myoelectric signal acquisition or sEMG will be addressed. In the first chapters, the theory of how these signals are produced will be explained. Everything begins in the nervous system, where electrical impulses are sent through motor neurons. When these impulses reach the muscle fibers, they trigger a series of chemical processes that will ultimately produce action potentials for the relaxation or contraction of the muscles. When this occurs, sEMG signals can be measured using specialized devices for the processing and conditioning of this type of biopotential. Similar to ECG and EEG signals, these signals require a device capable of providing sufficient amplification in order to be measured. In particular, sEMG signals have an amplitude between 5 mV and 10 mV [34], which highlights the importance of following some recommendations found in manuals and previous works on this subject, such as electrode dimensions, electrode types, electrode placement and orientation, sampling frequency, filter type, among others. For the development of this work, wet sensors were initially used, which are called this way because they contain a gel that helps reduce skin impedance. On the other hand, dry sensors made of stainless steel were also used. An essential aspect in the development of this project was the use of instrumentation amplifiers and operational amplifiers. As previously mentioned, these signals need to be sufficiently amplified in order to be measured. For this purpose, instrumentation amplifiers with gains of up to 10000 were used, while operational amplifiers played an important role in the development of filters and some configurations that were used for signal conditioning. Finally, the digitization process of these analog signals using the STM32F411 microcontroller will be explained. For this stage, it was important to follow the Nyquist theorem in order to reconstruct the signal sent to the computer through the HC05 Bluetooth module. At the end, the assembled PCB circuit with size 1206 surface-mount components will be presented. This resulted in a more compact circuit that is easier to install.

Índice general

Contenido

Capítulo 1	12
INTRODUCCIÓN	12
1.1. Motivación	12
1.2. Justificación	12
1.3. Antecedentes	14
1.4. Objetivo general	17
1.5. Objetivos particulares	17
Capítulo 2	18
MARCO TEÓRICO	18
2.1. Introducción	18
2.2. Señales mioeléctricas superficiales (sEMG)	24
2.3. Electromiografía	26
2.4. Electrodo s	30
2.4.1 Electrodo s Húmedos	31
2.4.2 Electrodo s tipo aguja (monopolares).	32
2.4.3 Electrodo s Secos	33
2.5. Procedimiento para ubicación y colocación de los electrodo s para adquisición de señales sEMG.	34
2.5.1. Lineamientos generales para el uso de electrodo s superficiales para la adquisición de sEMG.	35
2.5.2. Tamaño de los electrodo s.	36
2.5.3. Distancia entre electrodo s.	37
2.5.4. Otras consideraciones para adquisición de sEMG.	38
Capítulo 3	43
DESARROLLO	43
3.1. Amplificadores operacionales (op-amp)	43
3.2. Configuración de amplificadores operacionales (op-amp)	48

3.2.1	Circuito amplificador inversor	49
3.2.2	Circuito amplificador no inversor.....	52
3.2.3	Circuito amplificador sumador no inversor.....	56
3.2.4	Circuito amplificador seguidor de voltaje	65
3.3.	Filtros.....	72
3.3.1.	Filtros pasivos.....	72
3.3.2.	Filtros activos.....	78
3.3.3.	Amplificador de instrumentación.....	93
3.3.4.	Muestreo de señales (teorema de Nyquist).....	102
3.3.5.	Programación de Microcontrolador STM32F411.....	112
Capítulo 4		119
RESULTADOS		119
4.1	Protocolo para la adquisición de señales mioeléctricas.....	127
Capítulo 5		129
CONCLUSIONES		129
Capítulo 6		132
REFERENCIAS		132

Índice de figuras

Figura 1.1: Porcentaje de la población con discapacidad, por actividad con dificultad 2014 y 2018.....	13
Figura 1.2: Replica de la pierna artificial encontrada en Capua, Italia.....	14
Figura 1.3: Dedos encontrados en la acrópolis Tebana de Egipto. a) Dedo fabricado de cartón y recubierto de yeso. b) Dedo encontrado en una momia identificada como Tabaketenmut.....	15
Figura 1.4: Experimento realizado por Galvani, en donde se observa el bimetálico tocando la médula perforada y estableciendo un circuito con los músculos de las patas de la rana.....	17
Figura 2. 1: Estructura de una neurona.....	19
Figura 2. 2: Unidad motora compuesta por una motoneurona y las fibras musculares.....	20
Figura 2. 3: Transmisión de neurotransmisores (acetilcolina) hacia las fibras musculares.....	21
Figura 2. 4: El neurotransmisor abre las compuertas de sodio permitiendo el paso de los iones de Na+.....	22
Figura 2. 5: Proceso de polarización de las fibras musculares para la distensión de los músculos.....	23
Figura 2. 6: Gráfico característico del proceso de polarización y repolarización de las células musculares.....	24
Figura 2. 7: Representación de los potenciales que se generan en las fibras musculares inervadas por su unidad motora y la señal resultante (MUAP).	25
Figura 2. 8: Superposición de los potenciales de acción de las unidades motoras, con frecuencias y amplitudes específicas para cada unidad motora.....	26
Figura 2. 9: Aplicación supuesta para fines terapéuticos con la botella de Leyden, en donde se observa cómo se descargaba la electricidad almacenada mediante un electrodo al brazo del paciente.	27
Figura 2. 10: Áreas de aplicación de la electromiografía.....	29
Figura 2. 11: Sistema para la adquisición de señales EMG mediante electrodos superficiales.....	30
Figura 2. 12: Estudio de conducción nerviosa, en donde se observan tres electrodos, de los cuales dos se utilizan para realizar las mediciones y el tercero es la referencia del sistema. También se observa el estimulador para aplicar la señal eléctrica.	31
Figura 2. 13: Electrodo húmedo plata/cloruro de plata (Ag/AgCl).	31

Figura 2. 14: Electrodo monopolar tipo aguja. La parte activa es la que se encuentra en el interior y la externa es la referencia, ambas partes están separadas por un aislante para evitar contacto.....	32
Figura 2. 15: Electrodo secos. a) Electrodo DFRobot Gravity fabricado por la compañía OYMotion. b) Electrodo fabricado de acero inoxidable en donde se aprecia la integración de los electrodos y la electrónica en un mismo módulo.....	34
Figura 2. 16: Tamaño recomendado para los electrodos circulares	36
Figura 2. 17: Tamaño recomendado para los electrodos circulares	37
Figura 2. 18: Variación en la amplitud de señales sEMG en función de la distancia entre los electrodos y el músculo.....	38
Figura 2. 19: Diafonía presente en una señal sEMG. a) Señal ECG (electrocardiográfica). b) Señal sEMG con diafonía por una señal ECG.....	39
Figura 2. 20: Representación general de un amplificador de instrumentación con sus entradas V1, V2 y su salida (diferencia entre V1 y V2).....	40
Figura 2. 21: Puntos anatómicos de referencia recomendados por SENIAM.....	41
Figura 2. 22: Ubicación y dirección de los electrodos superficiales para la adquisición de señales sEMG.	42
Figura 3. 1: Tubo de vacío Modelo StR 280/40, Marca: Werk für Fernmeldewesen	43
Figura 3. 2: Primer transistor fabricado en los laboratorios Bell en 1947.....	44
Figura 3. 3: Primer circuito integrado construido por Jack St. Clair Kilby, el cual contaba con resistencias, condensadores y transistores de germanio, conectados con filamentos de cables.	45
Figura 3. 4: Circuito integrado construido por Noyce, se pueden observar las pistas de aluminio depositadas en la superficie del dispositivo, que permiten conectar los componentes.	46
Figura 3. 5: Primer amplificador operacional modelo K2-W fabricado por la compañía A. Philbrick Researches, Inc. en 1952.....	47
Figura 3. 6: Configuración básica de un amplificador operacional. a) Símbolo del amplificador operacional. b) Configuración de pines de amplificador operacional TL084.....	48
Figura 3. 7: Reglas de un amplificador operacional ideal.....	49
Figura 3. 8: Amplificador operacional en modo inversor.....	50
Figura 3. 9: Simulación amplificador inversor.....	51
Figura 3. 10: Gráficos correspondientes al circuito de la Figura 3.9.....	52
Figura 3. 11: Amplificador operacional en modo no inversor.....	53
Figura 3. 12: Simulación amplificador no inversor.....	55
Figura 3. 13: Gráficos correspondientes al circuito de la Figura 3.12.....	55
Figura 3. 14: Amplificador operacional sumador no inversor.	56
Figura 3. 15: Simulación amplificador sumador no inversor.....	63

Figura 3. 16: Señal de salida del circuito de la Figura 3.15.....	63
Figura 3. 17: Señal de salida del circuito de la Figura 3.15, con $R5=R4=10\text{ k}\Omega$	64
Figura 3. 18: Amplificador en modo seguidor de voltaje o buffer (acoplador de impedancia).....	65
Figura 3. 19: Amplificador en modo inversor, considerando la resistencia interna de la fuente ($R3=90\Omega$).....	66
Figura 3. 20: Grafica resultante de la Figura 3.19, en donde se considera la resistencia interna de la fuente.	67
Figura 3. 21: Aplicación del seguidor de voltaje en el circuito de la Figura 3.19.....	67
Figura 3. 22: Resultados obtenidos de la Figura 3.21.	68
Figura 3. 23: Prototipo para adquisición de señales sEMG en protoboard. a) Etapa de pre-amplificación y amplificación. b) Etapa de medición (sensores de plata/cloruro de plata) y filtrado con filtro pasa bandas.....	70
Figura 3. 24: a) Señal de salida teórica de $\pm 5.5\text{ Vcc}$ y saturación a los $\pm 3.85\text{ Vcc}$. b) Señal de salida teórica de 3.5 Vcc y saturación a los $\pm 3.41\text{ Vcc}$	71
Figura 3. 25: Filtro pasivo pasa bajas con una frecuencia de corte de 500.48 Hz	74
Figura 3. 26: Diagrama de bode del filtro pasa bajas de la Figura 3.21.	75
Figura 3. 27: Filtro pasivo pasa altas con frecuencia de corte de 500.48 Hz	76
Figura 3. 28: Diagrama de bode del filtro pasa altas de la Figura 3.23. Respuesta en frecuencia a una frecuencia de 20 Hz con una atenuación de 28 dB	77
Figura 3. 29: Diagrama de bode de un filtro pasa bandas.	78
Figura 3. 30: Filtro pasa bajas de segundo orden Sallen Key.....	79
Figura 3. 31: Filtro pasa altas de segundo orden Sallen Key.....	82
Figura 3. 32: Filtro pasa bandas formado por un arreglo en cascada de un filtro pasa altas y pasa bajas.....	84
Figura 3. 33: Diagrama de bode de filtro pasa bandas de segundo orden de la Figura 3.26, ancho de banda de $18.4\text{ Hz} - 493\text{ Hz}$	85
Figura 3. 34: Prototipo del filtro pasa bandas de la Figura 3.26 construido con el integrado TL084.....	86
Figura 3. 35: Configuración de pines de integrado TL084.	86
Figura 3. 36: Graficas resultantes de la Tabla 1, donde se aprecia la atenuación de las señales cuando los valores se alejan del ancho de banda calculado ($18.4\text{ Hz} - 493\text{ Hz}$).	88
Figura 3. 37: PCB fabricado con placa de cobre. a) Diseño de pistas. b) Componentes soldados en PCB.....	89
Figura 3. 38: Filtro pasa altas con valores de $R1$ y $R2$ corregidos.	90
Figura 3. 39: Filtro pasa bajas con valor de $R2$ corregido.....	91
Figura 3. 40: Proceso de fabricación de primera versión del filtro pasa bandas, utilizando componentes tradicionales.....	92
Figura 3. 41: Medidas de la primera versión del sensor sEMG fabricado en placa de cobre....	92

Figura 3. 42: Arreglo típico de amplificador de instrumentación. a) Arreglo interno de AD60AN. b) Encapsulado de AD620AN.....	94
Figura 3. 43: Diagrama interno de amplificador de instrumentación INA114AP.	97
Figura 3. 44: AD620AN con dos señales de entrada, 10 mV y 9 mV, también se observa un valor de $R_g = 49.84 \Omega$, dando una $G=1000$	97
Figura 3. 45: Señal resultante de la Figura 3.42 con una $G=1000$	99
Figura 3. 46: Amplificador AD620AN con señales de 70mV y 30mV, además se está considerando una señal de ruido para ambas entradas de 1V a 1kHz.	100
Figura 3. 47: Señales de entrada y de salida del AD620AN. a) Señal de 70 mV con una señal de ruido de 1V a 1kHz. b) Señal de 30 mV con una señal de ruido de 1V a 1kHz. c) Señal de salida de amplificador de instrumentación AD620AN con una $G=100$	101
Figura 3. 48: Diagrama de bloques de un ADC (muestreador, cuantificador y codificador).	102
Figura 3. 49: Demostración de teorema de Nyquist y el efecto Aliasing. a) Señales muestreadas a diferentes frecuencias de muestreo (f , $2f$ y $4f/3$). b) Efecto de Aliasing en una señal de 800kHz	104
Figura 3. 50: Programa realizado en Matlab para modificar la frecuencia de muestreo y la resolución. a) Señal de 2 Hz muestreada a 20 Hz y una resolución de 4 bits (16 divisiones en el eje y). b) Señal de 2 Hz muestreada a 8 Hz y una resolución de 2 bits (4 divisiones en el eje y).....	106
Figura 3. 51: Pruebas de frecuencia de muestreo con los microcontroladores ESP32, STM32F411 y el generador de funciones SONY Tektronix AFG310.....	107
Figura 3. 52: Representación de un ciclo completo de una señal de 100 Hz equivalente a un $t=0.01$ s.....	108
Figura 3. 53: Señales de prueba de 60Hz, 100Hz y 300Hz muestreadas a una frecuencia de muestreo de 2kHz, validando el teorema de Nyquist y la ausencia de Aliasing en nuestra adquisición de señales.	110
Figura 3. 54: Espectro en frecuencia de las señales de 60Hz, 100Hz y 300Hz.	111
Figura 3. 55: Comparativa de tamaños de tarjeta SMT y Arduino. a) Tarjeta de desarrollo Black-Pill. b) Tarjeta de desarrollo Arduino nano.	112
Figura 3. 56: Ventana de búsqueda y selección de microcontrolador STM32F411CEU6 en entorno STM32CubeMX.	113
Figura 3. 57: Ventana para configuración de periféricos de microcontrolador STM32F411CEU6 en el entorno STM32CubeMX.....	114
Figura 3. 58: Procedimiento para generar código fuente para microcontrolador STM32F411CEU6.....	115
Figura 3. 59: Esquemático de las señales de reloj del microcontrolador SMT32F411CEU6, bus APB1 = 84 MHz.....	117

Figura 3. 60: Líneas de código agregadas y modificadas en el archivo Main para la lectura de dos canales analógicos a una frecuencia de muestreo de 2kHz con transmisión de datos mediante el puerto serie y el módulo Bluetooth HC05.....	118
Figura 4. 1: Etapas desarrolladas para la fabricación de la banda sEMG.....	119
Figura 4. 2: Prototipo fabricado con placas de cobre para usarse con sensores de plata cloruro de plata.....	120
Figura 4. 3: Desarrollo de bandas inalámbrica para adquisición de señales sEMG con sensores secos.....	121
Figura 4. 4: Comparativa de tamaño de un potenciómetro convencional y un trimpot de precisión.....	122
Figura 4. 5: Diagrama final para adquisición de señales sEMG con sensores secos con una ganancia final de 9404.....	124
Figura 4. 6: Comportamiento de una señal con offset positivo.....	125
Figura 4. 7: a) Vista frontal de banda mioeléctrica con 2 canales de adquisición a una frecuencia de muestreo de 2kHz. b) Vista lateral de banda mioeléctrica con electrodos de acero inoxidable. c) Microcontrolador STM32F411. d) Módulo Bluetooth HC05. e) distancia máxima de operación 10 m.....	126
Figura 4. 8: Protocolo de movimientos para adquisición de señales mioeléctricas.....	127
Figura 4. 9: Señales mioeléctricas obtenidas con la banda de 2 canales, siguiendo el protocolo de movimientos.....	128

Índice de tablas

Tabla 1 Respuesta en frecuencia de filtro pasa bandas	87
Tabla 2 Valores corregidos de resistencia para el filtro pasa altas.....	90
Tabla 3 Comparativa de características de circuitos integrados AD60AN e INA114AP	93
Tabla 4 Características de los microcontroladores utilizados para el muestreo de las señales	103
Tabla 5 Número de muestras para las señales de Figura 3.53.....	109

INTRODUCCIÓN

1.1. Motivación

La motivación para el desarrollo de este trabajo es la contribución para el desarrollo de tecnología que ayude a la fabricación de prototipos funcionales de prótesis mioeléctricas de mano. Estas prótesis al ser controladas por biopotenciales generados por la actividad muscular de contracción y distensión requieren de un sistema de medición de estas señales, que posteriormente ayudaran a ejecutar los movimientos en las prótesis. Por este motivo el trabajo se centrará en el diseño e implementación de un sistema que mida las señales mioeléctricas superficiales o sEMG de la mano y que sea capaz de enviar los datos adquiridos de forma inalámbrica. El enfoque de este proyecto es disminuir los precios elevados de estas prótesis, ya que es un factor que contribuye a que personas de escasos recursos que tienen algún tipo de amputación en extremidades superiores, no cuenten con la posibilidad de tener una prótesis funcional que facilite sus actividades cotidianas.

1.2. Justificación

Actualmente en México hay 130.3 millones de habitantes de los cuales el 46.6 % son hombres y el 53.4 % son mujeres [1]. En la última Encuesta Nacional de la Dinámica Demográfica (ENADID) 2023 se registraron 8.8 millones de personas que presentan algún tipo de discapacidad esto equivale al 6.9% de la población total [2], en la Figura 1.1 se observa el porcentaje de la población para diferentes discapacidades, según el sexo, el 17 % de la población total presenta una discapacidad para mover o usar brazos o manos, la suma de los personajes por sexo es mayor al 100% debido a que una persona pudo reportar más de un tipo de discapacidad [2].

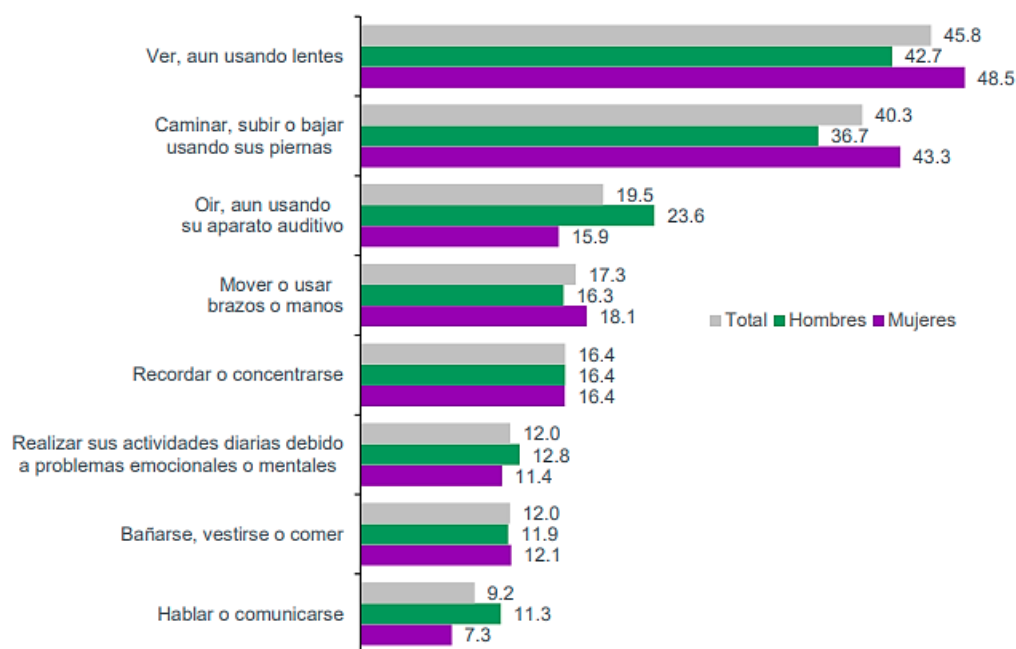


Figura 1.1: Población de 5 años y más con discapacidad, por actividad con dificultad, según sexo [2]

Cifras del Consejo Nacional de Evaluación de la Política de Desarrollo Social del 2020 (CONEVAL) muestran datos que del total de la población el 43.9 % vive en pobreza y el 8.5 % en extrema pobreza, por otro lado, el 28.2 % no tiene acceso a los servicios de salud [3]. En base a estos datos es evidente que la población con algún tipo de amputación no tiene acceso a una rehabilitación, mucho menos a la adquisición de una prótesis. El déficit de prótesis fabricadas agrava la situación de atender a este sector vulnerable de la población, en la actualidad no se tienen cifras precisas del número de prótesis fabricadas anualmente en México, datos de la Academia Nacional de Medicina del 2015 muestra que las instituciones públicas y privadas no llegan a fabricar ni siquiera 1500 prótesis anuales, las instituciones como el DIF cuenta con solo 11 unidades en las delegaciones de algunos estados donde se fabrican prótesis, pero no se tiene el presupuesto necesario para cubrir la demanda de los pacientes, por tal motivo solo fabrican aproximadamente 400 prótesis al año, el Instituto Nacional de Rehabilitación (INR) informó que proporciona prótesis a 120 pacientes al año, el hospital militar también participa en la rehabilitación de amputados, pero no proporciona datos sobre el número de pacientes que atiende. Una de las instituciones privadas que produce prótesis para pacientes es el CRIMAL IAP Querétaro, el cual fabrica 130 prótesis anuales, otra institución que juega un papel importante en la

atención de este problema son los CRIT, estos no tienen fabricantes de prótesis por lo que manda a fabricarlas y reportan 775 prótesis anuales.

Actualmente la Universidad Autónoma del Estado de Morelos junto con su Centro de investigación en Ingeniería y Ciencias Aplicada (CIICAp) y la Facultad de Ciencias Químicas e Ingeniería están desarrollando trabajos en conjunto para continuar con la investigación y fabricación de prototipos funcionales de prótesis de mano de bajo costo, en consecuencia este trabajo contribuirá al desarrollo de una prótesis mioeléctrica funcional la cual contara con una etapa para la adquisición de las señales mioeléctricas y será el tema que se abordara en este trabajo.

1.3. Antecedentes

En 1858 se desenterró en Capua (Figura 1.2), Italia (Sta. Maria Capua Vetere) una pierna artificial que data del año 300 a. C. La pieza original se encontraba en el Royal College of Surgeons, pero fue destruida en los bombardeos de la segunda guerra mundial en 1941. Gracias al examen realizado a la pieza en 1920 por el historiador y médico alemán Karl Sudhoff, y al artículo publicado por Walter von Brunn en 1926, se sabe que la pieza tenía un núcleo de madera cubierto de bronce y metal [4].



Figura 2.2: Replica de la pierna artificial encontrada en Capua, Italia [35].

Se creía que la pierna descubierta en Capua era la prótesis funcional más antigua encontrada. En el museo británico de Londres se tiene una pieza de un dedo del pie elaborado de cartón y recubierto de yeso, Figura 1.3a. Esta pieza fue adquirida en

1881 al reverendo Greville Chester, uno de los principales exploradores que trabajaba en Egipto y posiblemente encontrada en Tebas, en la actual Luxor, entre 1989 y 1992. El museo llevó a cabo estudios de la pieza y la fecha antes del año 600 a. C. En el año 2000 Andreas Nerlich y sus colegas encontraron nuevamente en la acrópolis Tebana un segundo dedo en una momia que fue identificada como Tabaketenmut, la pieza fue datada entre los años 710-950 a. C., Figura 1.3b.



a



b

Figura 3.3: Dedos encontrados en la acrópolis Tebana de Egipto. a) Dedo fabricado de cartón y recubierto de yeso. b) Dedo encontrado en una momia identificada como Tabaketenmut [5].

A medida que la humanidad se desarrollaba surgían nuevas necesidades sociales, médicas y tecnológicas. Una de ellas seguía siendo la necesidad de fabricar prótesis para las personas que habían sufrido algún daño en alguna extremidad o parte de su cuerpo. En la época de la edad media (476-1000 d. C.) no se realizaron grandes avances en el campo de las prótesis, estas se fabricaban principalmente para cubrir alguna deformación o herida producida en el campo de batalla; las prótesis solo consistían en manos de gancho y patas de palo y solo los ricos podían adquirir estos artefactos rudimentarios. En la época del renacimiento es donde se desarrollaron nuevas perspectivas en algunas disciplinas como la medicina, filosofía, arte y ciencia. En esta época se retomaron algunos estudios en el campo médico realizados por las antiguas civilizaciones como la romana y la egipcia. Las prótesis realizadas en esta época principalmente se hacían de madera, acero, hierro y cobre. En 1508 se fabricó una mano de hierro para el mercenario alemán Gotz von Berlichingen, quien había perdido su brazo derecho en la batalla de Landshut, esta mano era capaz de realizar movimientos

básicos mediante una serie de mecanismos de liberación y resortes. Posteriormente, en 1512 durante los viajes realizados por un cirujano italiano por Asia, registró observaciones de como las personas buscaban soluciones para el problema de la falta de extremidades, en su viaje observó a un amputado de extremidad superior quitarse el sombrero y abrir su cartera con lo que parecía ser una prótesis. Circuló otra historia de un brazo de plata construido para el almirante Barbarossa [7].

Ha mediados y finales de 1500 el barbero y cirujano Ambroise Paré, considerado por muchos el padre de la cirugía de amputación y del diseño de prótesis, introdujo novedosos métodos para la amputación de extremidades y diseño de prótesis. Paré debió amputar muchos brazos y piernas, pero siempre mostró una sensibilidad por la reacción de los afectados, debido a esto, empezó a diseñar prótesis que pudieran reemplazar la funcionalidad y la estética del miembro mutilado [6].

A medida que pasaban los años, se fueron generando nuevas perspectivas en diferentes campos de la ciencia, esto provocó el desarrollo de nuevos conocimientos y avances tecnológicos que posteriormente servirían como base del desarrollo de las tecnologías y los estudios que actualmente conocemos sobre las prótesis. Uno de ellos fue el descubrimiento por error de la contracción muscular de las patas de una rana, este descubrimiento fue realizado por Luigi Galvani a comienzos de septiembre de 1786. El fenómeno observado consistía en que al tocar con la punta de un escalpelo los nervios internos de una rana decapitada y a su vez se hacía brincar una chispa, los músculos de los miembros se contraían. Además, los músculos de la rana decapitada con la médula perforada colgada con ganchos de hierro o cobre entraban en convulsión, cuando por medio de un arco bimetálico se establecía un circuito entre ellos y los nervios de la rana, Figura 1.4, a lo que llamo “electricidad animal” [8][9]. Este descubrimiento marcó las bases para el estudio de los biopotenciales generados en el cuerpo humano, tema que se abordará más adelante en este trabajo y que servirá para el desarrollo de prótesis más sofisticadas controladas por señales eléctricas del cuerpo humano (**sEMG**). Las primeras investigaciones llevadas a cabo para el control de prótesis controladas mediante potenciales eléctricos del cuerpo humano se llevaron a cabo en Rusia en 1960. Actualmente los países con más avances tecnológicos y desarrollo de prótesis se encuentran Estados Unidos, Japón, Francia, Inglaterra y Alemania.

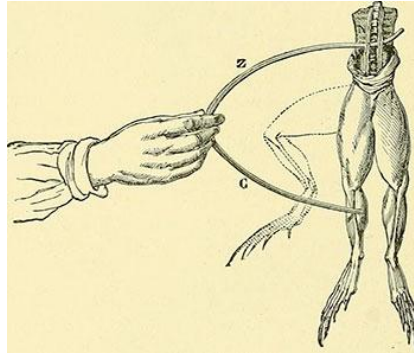


Figura 4.4: Experimento realizado por Galvani, en donde se observa el bimetálico tocando la médula perforada y estableciendo un circuito con los músculos de las patas de la rana [8].

1.4. Objetivo general

Desarrollar un sistema para la adquisición de las sEMG de la mano, el cual estará integrado en una banda para colocarse de forma sencilla en el antebrazo del paciente.

El sistema contará con electrodos secos fabricados de acero inoxidable para adquisición de los biopotenciales. El sistema tendrá 2 canales para la adquisición de las sEMG. Cada canal contará con su etapa de pre-amplificación, filtrado, amplificación y acondicionamiento de la señal. Las señales serán muestreadas a una frecuencia de 2kHz con una tarjeta STM32F411 y enviadas por Bluetooth hacia la computadora.

1.5. Objetivos particulares

- Simulación y diseño del circuito de pre-amplificación, filtrado, amplificación y acondicionamiento de señal.
- Fabricación de PCB para componentes SMD.
- Utilizar electrodos secos para la adquisición de las sEMG.
- Diseño y fabricación de carcasas con impresora 3D (PLA).
- Validación de los resultados obtenidos con la banda mioeléctrica utilizando una red neuronal, previamente desarrollada, para el reconocimiento de gestos.

MARCO TEÓRICO

2.1. Introducción

Todas las actividades hechas por el cuerpo humano están relacionadas al sistema nervioso, el cual es un sistema de neuronas que se comunican entre sí para dirigir, supervisar y controlar todas las funciones y actividades del cuerpo. Durante el proceso de análisis y preparación de respuestas a los estímulos, el encéfalo y la médula espinal se comunican mediante numerosas vías nerviosas, estas dos partes forman el Sistema Nervioso Central (SNC). Por otro lado, la comunicación entre el SNC y los receptores sensoriales (periféricos) que reciben información del medio interno y externo se realiza mediante el Sistema Nervioso Periférico (SNP), junto con las glándulas y músculos que son los encargados de realizar las decisiones del SNC.

Las neuronas son las principales células del SNC y cada una de ellas posee un cuerpo celular, que incluye el núcleo celular, y cuentan con prolongaciones cortas (*dendritas*) o largas (*axones*) que se desprenden de su núcleo y son las encargadas de transmitir la información [10][11], Figura 2.1. Los conjuntos de axones, denominados nervios, se encuentran por todo el cuerpo y son los encargados de transmitir la información al SNC que posteriormente procesará la información. La mayor parte de los axones están envueltos por una sustancia llamada mielina que ayuda a transmitir los impulsos nerviosos.

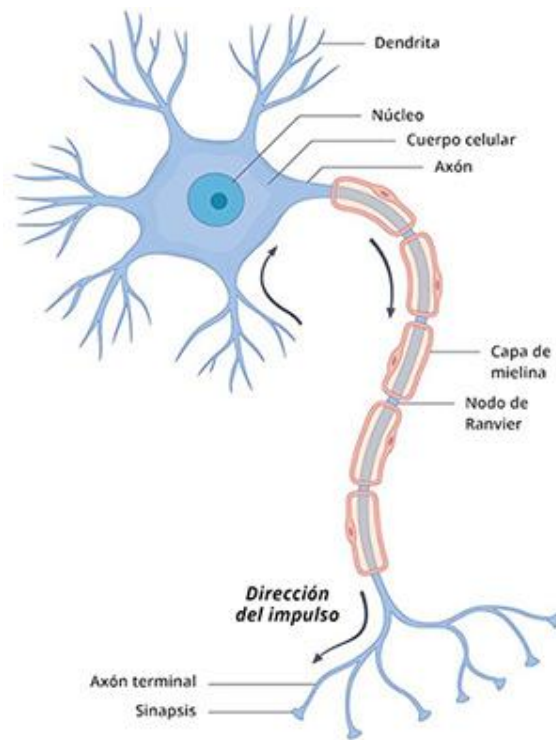


Figura 2. 1: Estructura de una neurona [11].

La información dentro del SNC es manejada por tres tipos de neuronas, las sensoriales, las interneuronas y las motoras. Las neuronas sensoriales representan varias modalidades de sensación, es decir, dolor, olfato, gusto, sonido, tacto, etc., esta información es captada y enviada en forma de impulsos eléctricos a través de los axones, posteriormente esta información será procesada por el SNC. Por otra parte, las interneuronas funcionan como un puente entre las distintas neuronas existentes y el sistema nervioso central. Por último, tenemos las neuronas motoras (motoneuronas), las cuales se encargan de generar órdenes para el movimiento de los músculos, órganos y glándulas. Las motoneuronas junto con las fibras musculares inervadas juegan un papel importante para comprender como se generan las señales eléctricas (sEMG), las cuáles serán tema de interés para el desarrollo del prototipo que más adelante se abordará.

La Figura 2.2 muestra una unidad motora (UM) que está compuesta por una motoneurona y las fibras musculares que inerva [12]. Existen dos tipos de unidad motora y varían dependiendo del tamaño del músculo, la velocidad y la precisión que requiere el movimiento. Por ejemplo, para mover los músculos de los ojos y los dedos donde se requiere precisión, son controlados por pequeñas unidades motoras (5-6

fibras/unidad motora). Contrario a las unidades motoras que mueven las extremidades y el tronco donde se requiere potencia y resistencia son más grandes e inervan más fibras musculares (2000 fibras/unidad motora) [12][15]. En cuanto al tipo de fibras musculares se pueden dividir en base a sus características funcionales, metabólicas y moleculares, estas fibras se dividen en dos tipos: las de tipo I, las cuales se caracterizan por ser fibras de color rojo debido que tienen sus capilares muy desarrollados, son de contracción lenta y de amplitud reducida. Este tipo de fibras suelen ser muy resistentes a la fatiga y permiten hacer esfuerzos de larga duración [13]. También existen las fibras del tipo II, las cuales son de acción rápida y de amplitud elevada. Al contrario de las fibras del tipo I no tienen ese color rojo debido a que sus capilares no están muy desarrollados. Otra característica de estas fibras es que se fatigan más rápido y están diseñadas para realizar movimientos breves e intensos [13][14][15].

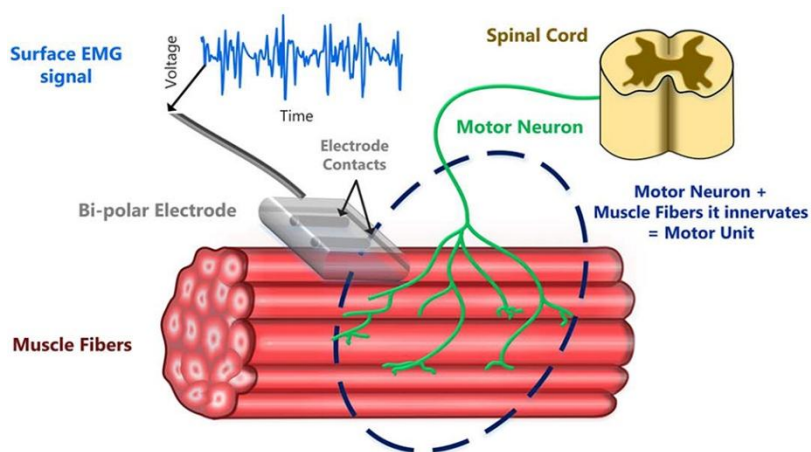


Figura 2. 2: Unidad motora compuesta por una motoneurona y las fibras musculares [36].

El proceso de contracción muscular para dar movimiento al cuerpo se desarrolla en el SNC, el cual manda impulsos eléctricos que posteriormente se convertirán en procesos químicos a lo largo de su trayectoria hasta llegar a su destino (fibras musculares). Como ya se mencionó antes, la unión de una motoneurona y las fibras musculares que inerva forman una UM. Es importante entender ¿cómo nuestro cuerpo genera y transmite los impulsos eléctricos? que sirven para activar los músculos, y para eso vamos a profundizar un poco más en la unión de la motoneurona con las fibras musculares a través de los axones. En la Figura 2.2 se observa las ramificaciones de color verde (axones) que conecta la motoneurona con las fibras musculares, por ahora solo nos centraremos en la unión entre las fibras musculares y

las terminales nerviosas (botones sinápticos) a lo que llamaremos sinapsis. A continuación, se explicará el proceso químico que se lleva a cabo para la transmisión de los impulsos eléctricos hacia las fibras musculares. La señal eléctrica que llegará a la terminal nerviosa (botón sináptico) provocará la liberación de neurotransmisores (moléculas de acetilcolina). Estas moléculas por si solas no pueden dirigirse hacia las fibras musculares, por eso las señales eléctricas provocaran que se abran las compuertas activadas por voltaje. Estas compuertas son específicas para los iones de calcio (Ca^{2+}). Debido a que el espacio intracelular es más negativo con respecto al espacio extracelular de las células, los iones de Ca^{2+} al tener una carga positiva son atraídos hacia el interior, pasando del espacio extracelular hacia el espacio intracelular a través de las compuertas de Ca^{2+} , empujando hacia abajo de la célula unas vesículas cargadas de moléculas de acetilcolina (neurotransmisor), estas son liberadas al espacio sináptico (hendidura sináptica). Este espacio comprende la distancia entre la terminación nerviosa y los receptores de acetilcolina que se encuentran en la membrana postsináptica de las fibras musculares, Figura 2.3.

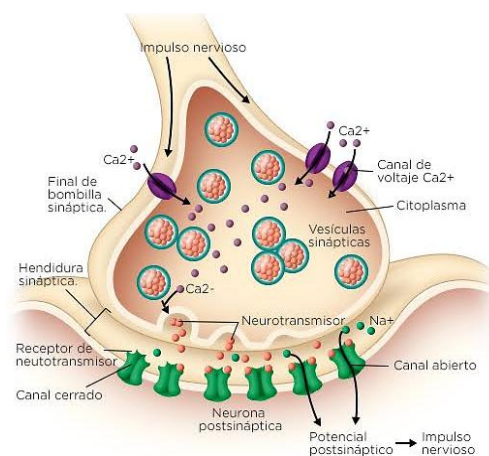


Figura 2. 3: *Transmisión de neurotransmisores (acetilcolina) hacia las fibras musculares [37].*

Una vez que la acetilcolina se encuentra en el espacio sináptico, será atrapada por los receptores ubicados en la membrana postsináptica de las fibras musculares, esto provocará que se abran otras compuertas activadas por sustancias químicas, en este caso compuertas de sodio (Na^{+}). Como anteriormente se mencionó el espacio intracelular es más negativo con respecto al espacio extracelular, entonces los iones Na^{+} que tienen carga positiva y al encontrarse abiertas las compuertas de Na^{+} ubicadas

en las células de las fibras musculares, los iones serán atraídos hacia el interior de las fibras musculares [15][16], Figura 2.4, entonces ocurrirá una “despolarización” provocando que exista una diferencia de potencial entre el espacio extracelular y el espacio intracelular de las células musculares. A esta diferencia de potencial se le conoce como “potencial de acción” y es el responsable de generar la contracción en los músculos.

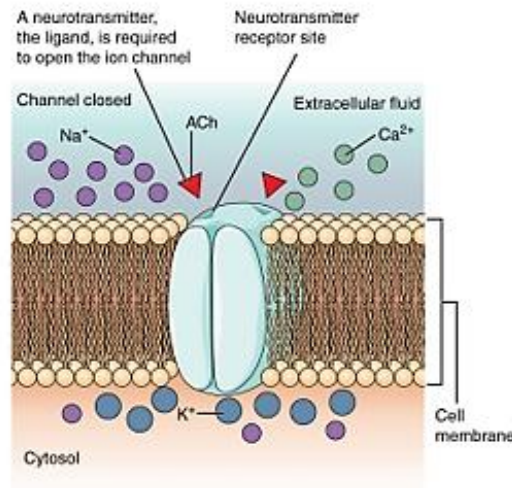


Figura 2. 4: El neurotransmisor abre las compuertas de sodio permitiendo el paso de los iones de Na^+ [38].

Hasta este punto los iones de Na^+ entraron al interior de las células musculares provocando una diferencia de potencial que ocasionará la contracción del músculo, todo este proceso electroquímico tiene que volver a su estado inicial, sin esto el músculo estaría contraído todo el tiempo. Para volver a repolarizar las células musculares y regresar al estado inicial, en el instante que las compuertas de Na^+ se abrieron también lo hicieron las compuertas de K^+ , provocando que las moléculas Na^+ sean atraídas hacia el espacio intracelular y las moléculas de K^+ sean desplazadas hacia el espacio extracelular por las cargas de Na^+ que ingresan, de esta manera el espacio intracelular vuelve a convertirse más negativo con respecto al espacio extracelular desapareciendo esta diferencia de potencial. Este mismo proceso se repite cada vez que los impulsos eléctricos son enviados a la motoneurona para mover algún músculo del cuerpo [16], Figura 2.5.

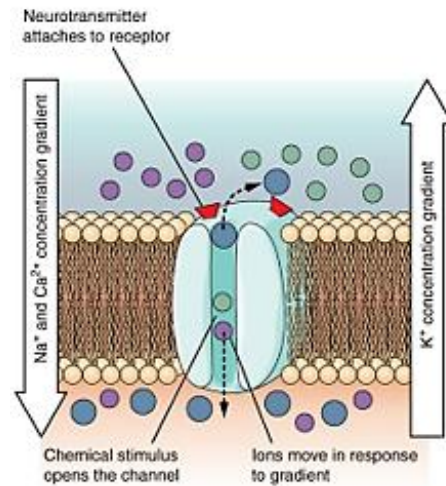


Figura 2. 5: Proceso de polarización de las fibras musculares para la distensión de los músculos [38].

En base a lo mencionado anteriormente, podemos representar la polarización y repolarización de las células musculares con un gráfico característico de este proceso, Figura 2.6. El voltaje de una célula en reposo debido a la cantidad de cargas negativas en su espacio intracelular es de **-65 mV** (algunos autores manejan voltajes entre **-80 mV** y **-70 mV**) [16][17]. Cuando los iones de Na^+ ingresaron hacia las células musculares y la despolarizaron, las cargas del espacio intracelular se volvieron positivas con respecto al espacio extracelular, provocando una diferencia de potencial con un valor de **+30 mV**. Como se explicó anteriormente las células musculares necesitan regresar a su estado inicial para que la contracción muscular desaparezca, esto se lleva a cabo cuando los iones de K^+ con carga positiva salen del espacio intracelular hacia el exterior, provocando la repolarización de las células musculares [16].

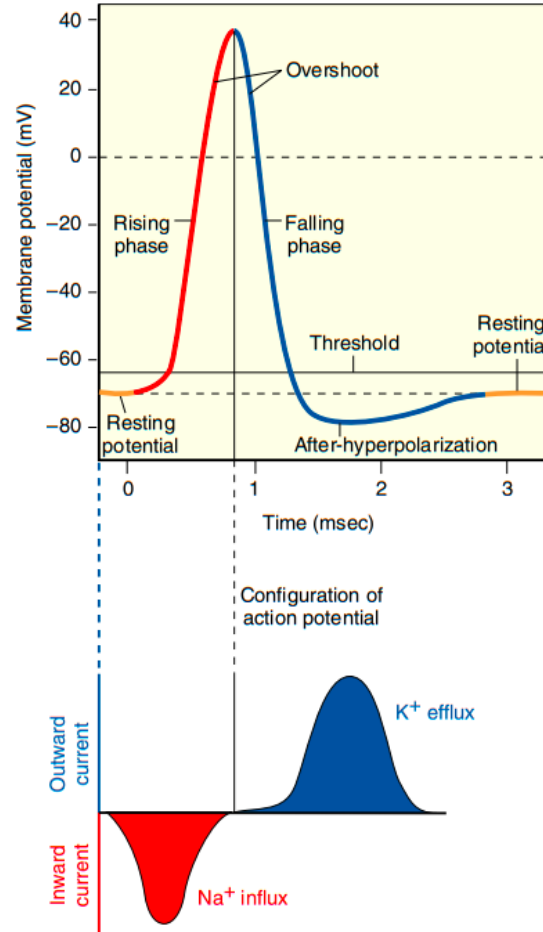


Figura 2. 6: Gráfico característico del proceso de polarización y repolarización de las células musculares [16].

2.2. Señales mioeléctricas superficiales (sEMG)

Hasta este punto los potenciales de acción se han considerado como eventos individuales. Además, se ha podido representar gráficamente (Figura 2.6) el proceso polarización y repolarización de las células musculares. Anteriormente se explicó que una unidad motora está formada por una motoneurona y todas las fibras musculares que inerva. Dicho lo anterior, cuando la unidad motora inerva las distintas fibras musculares obtendremos una señal resultante como el de la Figura 2.7, esta señal es la

suma de todos los potenciales de cada fibra muscular inervada, a esto se le llama potencial de acción de unidad motora (MUAP).

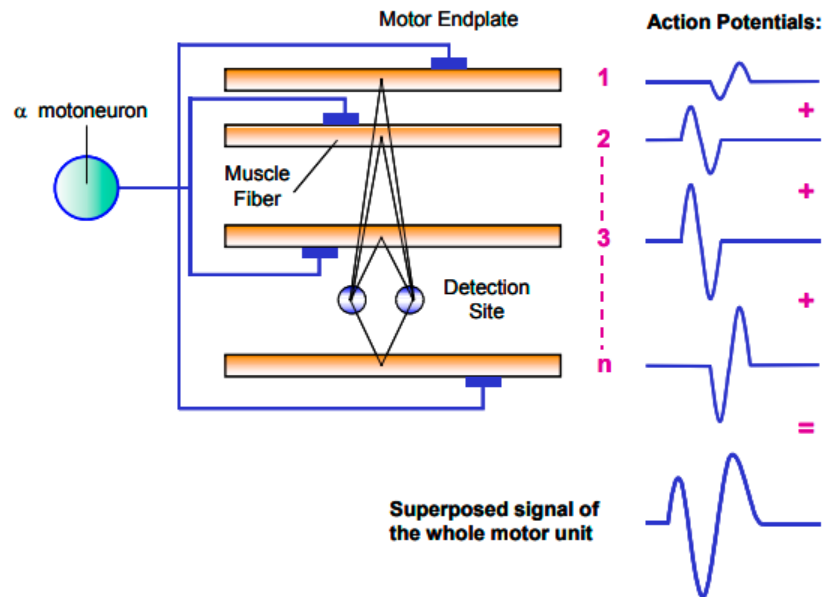


Figura 2. 7: Representación de los potenciales que se generan en las fibras musculares inervadas por su unidad motora y la señal resultante (MUAP) [17].

Los músculos están formados por varias fibras musculares las cuales pueden ser inervadas por una sola motoneurona. Cuando se obtiene una señal sEMG, es el resultado de la superposición de todos los potenciales de acción de las unidades motoras activas. Por otro lado, existen dos mecanismos que influyen en la magnitud y la densidad de una señal mioeléctrica, estos son el número de unidades motoras reclutadas y la frecuencia de disparo. Estas son las principales estrategias de control del cuerpo humano para ajustar el proceso de contracción y modular la fuerza de los músculos [17]. En la Figura 2.8 se observan los potenciales de acción de cuatro unidades motoras enumeradas como M1, M2, M3 y M4, cada tren de potenciales tiene una amplitud y frecuencia específica para cada unidad motora. La señal resultante es la superposición de estas señales a diferentes amplitudes y frecuencias, resultado del mecanismo del sistema nervioso para controlar la fuerza de los músculos. En resumen, una señal mioeléctrica es la superposición de los potenciales de acción de las unidades motoras, en donde esta señal tiene características particulares de amplitud y frecuencia que más adelante se abordarán.

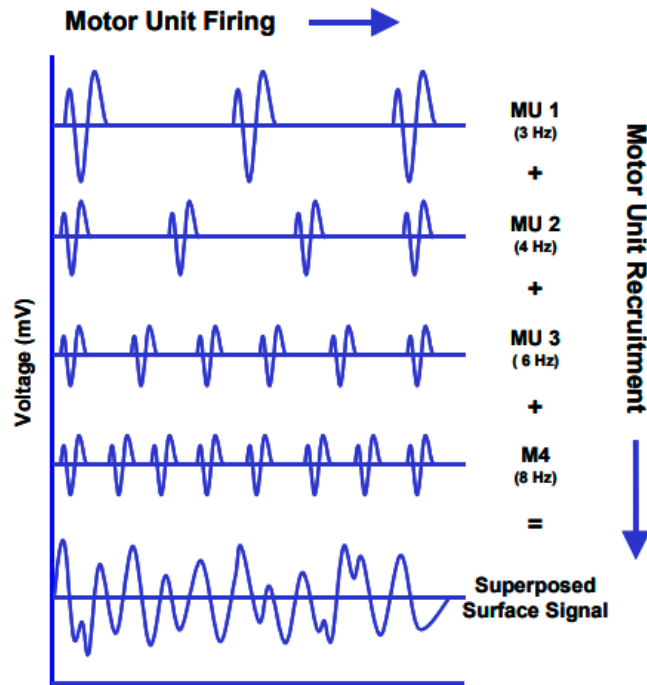


Figura 2. 8: Superposición de los potenciales de acción de las unidades motoras, con frecuencias y amplitudes específicas para cada unidad motora [17].

2.3. Electromiografía

La generación de energía por parte de algunos animales se convirtió en un tema de especulaciones y curiosidades considerables. Los romanos tenían conocimiento de un pez que vivía en el mediterráneo el cual generaba sensaciones de entumecimiento, este pez era nombrado “torpedo”. Scribonius Largus en su carácter de médico oficial del emperador romano Claudio en el siglo I, tuvo acceso a numerosos escritos médicos dispersos de todo el imperio romano y seleccionó los remedios más eficientes de su época para tratar algunos padecimientos. Estos remedios fueron plasmados en un formulario de prescripciones que fue un hito en medicina desde la época de Hipócrates hasta Galeano. En los primeros registros del uso terapéutico de la electricidad, dos de las transcripciones de este libro recomendaba colocar un pez torpedo en caso de dolor de cabeza hasta que este desapareciera. Los primeros exploradores y colonos de América del sur reportaron el uso de la anguila eléctrica para el tratamiento de la gota, una forma común de artritis. En China se recomendaba el uso de un pez gato para el tratamiento de la ptosis (caída de parpado) y parálisis facial. A diferencia de las

prescripciones occidentales que hacían uso de las propiedades adormecedoras de las descargas eléctricas para el tratamiento del dolor, este modo de tratamiento utilizaba la electricidad para estimular directamente el músculo esquelético. Para el final del siglo XVI Francesco Redi y luego su discípulo Stefano Lorenzini fueron los primeros en disecar el pez torpedo y diseccionar el órgano que creían producía esas sensaciones de entumecimiento [20], concluyendo que “el órgano eléctrico especializado era tejido muscular modificado”. Con la invención de la botella de Leyden en 1745 jugó un papel decisivo para demostrar la naturaleza eléctrica de la sensación que describían como entumecimiento. La botella de Leyden aumentó la capacidad de almacenar electricidad para experimentos en pacientes [19], Figura 2.9. Aquellas personas que experimentaron choques eléctricos con la botella de Leyden y el torpedo encontraron grandes similitudes en lo que sentían. Posteriormente John Walsh quien era miembro del parlamento y socio de la Royal Society seguiría investigando al pez torpedo. En una noche de 1776, ante un grupo de amigos filósofos demostró con un experimento la naturaleza de la electricidad que podía generar el pez con sus músculos situados a los costados y opuestos entre sí. Con este experimento mostró a los presentes la chispa que se podía generar por la electricidad que podía producir este pez. La noticia se esparció rápidamente por Europa [21] y se comenzaron a registrar más afirmaciones de otros científicos sobre el experimento realizado.

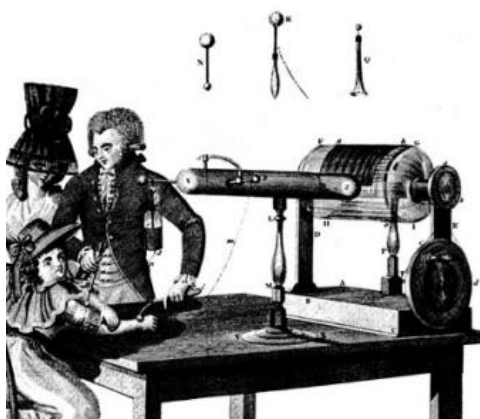


Figura 2. 9: Aplicación supuesta para fines terapéuticos con la botella de Leyden, en donde se observa cómo se descargaba la electricidad almacenada mediante un electrodo al brazo del paciente [19].

Uno de los trabajos más importante en el estudio de la electromiografía es el realizado por Erlanger J. y Spencer Gasser H. en 1924, logrando amplificar señales eléctricas producidas por la estimulación muscular, las cuales fueron captadas con un

osciloscopio de rayos catódicos. Gracias a esta investigación ganaron el premio Nóbel de medicina y fisiología en 1944 [22]. La electromiografía convencional fue introducida por Adrián y Bronk en 1929. Uno de los primeros reportes clínicos de enfermedades neurológicas utilizando la electromiografía como diagnóstico fue realizado por Graham Weddell en 1944 [23]. Actualmente la electromiografía es una técnica utilizada por los neurofisiólogos, neurólogos y rehabilitadores. La electromiografía (EMG) se utiliza en el estudio de la patología del sistema nervioso periférico y aunque se dispone de diversas técnicas, las utilizadas habitualmente son la EMG y la conducción nerviosa. [18]. Como se ha mencionado antes una señal mioeléctrica es la superposición de los potenciales de acción de las unidades motoras relacionadas al músculo de estudio. En la actualidad la electromiografía es utilizada por especialistas para medir el desarrollo de las señales mioeléctricas, el registro y análisis de estas, para determinar padecimientos musculares o nerviosos, por ejemplo:

- Neuropatía alcohólica (daños a los nervios por beber alcohol en exceso)
- Esclerosis lateral amiotrófica (Enfermedad de las células nerviosas en el cerebro y la médula espinal que controlan el movimiento muscular)
- Distrofia muscular de Becker (Debilidad muscular de las piernas y la pelvis)
- Plexopatía branquial (Problema que afecta el conjunto de nervios que salen del cuello y entran en el brazo)
- Síndrome del túnel carpiano (Problema que afecta el conjunto el nervio mediano en la muñeca y la mano)
- Síndrome del túnel cubital (Problema que afecta el nervio cubital en el codo)
- Espondilosis cervical (Dolor del cuello por el desgaste en los discos y huesos del cuello)
- Disfunción del nervio peroneo (Daño del nervio peroneo que conduce a la pérdida de movimiento o sensibilidad en el pie y la pierna)
- Desnervación (Reducción de la estimulación nerviosa de un músculo)
- Dermatomiositis (Enfermedad muscular que implica inflamación y sarpullido en la piel)
- Disfunción del nervio mediano distal (Problema que afecta al nervio en el brazo)
- Distrofia muscular de Duchenne (Enfermedad hereditaria que implica debilidad muscular)
- Distrofia muscular facioescapulohumeral (Enfermedad de debilidad muscular y pérdida de tejido muscular)

- Disfunción del nervio femoral (Pérdida de movimiento o sensibilidad en partes de las piernas debido al daño del nervio femoral)
- Disfunción del nervio ciático (Lesión o presión sobre el nervio ciático que causa debilidad, entumecimiento u hormigueo en la pierna)

Además de los estudios fisiológicos y biomecánicos, la electromiografía también sirve como una herramienta de evaluación. En la Figura 2.10, se muestran las áreas de investigación aplicada de la electromiografía, en el caso de este trabajo las señales mioeléctricas adquiridas mediante electrodos superficiales no se utilizarán para fines médicos, sin embargo, serán utilizadas en trabajos futuros para el reconocimiento de gestos del movimiento de la mano y poder hacer un modelo de predicción con redes neuronales.



Figura 2. 10: Áreas de aplicación de la electromiografía.

2.4. Electroodos

La adquisición de las señales mioeléctricas se realiza mediante electrodos, los cuales se pueden definir como sensores de actividad eléctrica y serán los encargados de medir la diferencia de potencial del músculo de interés y transmitir la información hacia algún sistema que pueda procesar la información. En la Figura 2.11 se muestran las etapas de un sistema de adquisición de señales mioeléctrica y la primera de ellas es la que comprende el uso de los electrodos, los cuales serán la interfaz entre la piel y el sistema de adquisición de señales EMG.

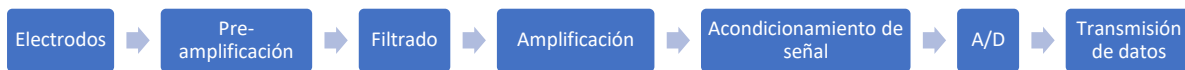


Figura 2. 11: Sistema para la adquisición de señales EMG mediante electrodos superficiales.

Existen diferentes tipos de electrodos y son utilizados en base al tipo de estudio que se desea realizar. Los de tipo superficial regularmente son utilizados cuando se desea estudiar músculos superficiales. También se suelen usar para el estudio de conducción nerviosa el cual consiste en colocar dos electrodos en dos puntos del músculo a una separación asignada por el especialista que realiza el estudio, posteriormente con un estimulador de mano se aplica una pequeña descarga eléctrica sobre el músculo, Figura 2.12. Lo que se busca con este estudio es medir la calidad con la que un nervio puede enviar una señal eléctrica desde la médula espinal hacia los músculos. Para el desarrollo de este trabajo se utilizaron únicamente electrodos superficiales del tipo húmedo y seco, con el fin de procesar y extraer características de las señales sEMG adquiridas. A continuación, se describen los tipos de electrodos existentes en el mercado utilizados en base al estudio requerido.

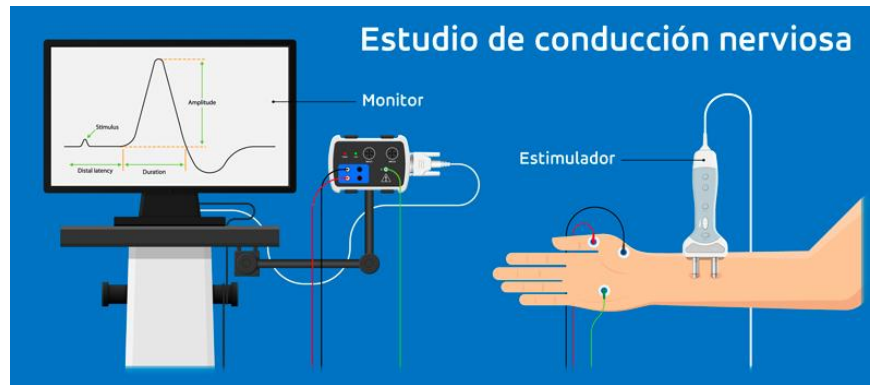


Figura 2. 12: Estudio de conducción nerviosa, en donde se observan tres electrodos, de los cuales dos se utilizan para realizar las mediciones y el tercero es la referencia del sistema. También se observa el estimulador para aplicar la señal eléctrica [39].

2.4.1 Electrodo Húmedos

Los electrodos húmedos son los más utilizados por su naturaleza no invasiva. Sus electrodos son de plata/cloruro de plata (Ag/AgCl). El diámetro de los electrodos debe de tener un diámetro de 1 cm o menos, Figura 2.13. Las ventajas de este tipo de electrodos son el bajo ruido, son idóneos para obtener señales sEMG dinámicas, donde el paciente estará en constante movimiento y su fácil instalación ya que son adheribles a la piel y no son invasivos, en comparación con los de tipo aguja. Estos electrodos tienen un gel conductivo, el cual está hecho de una solución electrolítica que sirve como medio de contacto entre la piel y el electrodo de plata/cloruro de plata. También ayuda a reducir la impedancia de la piel. Este tipo de electrodos es recomendable para ser utilizados cuando se desea estudiar músculos superficiales (SENIAM). En el caso de requerir un estudio más profundo es inevitable el uso de electrodos del tipo aguja.

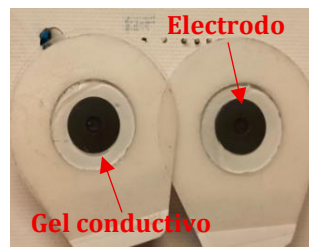


Figura 2. 13: Electrodo húmedo plata cloruro de plata (Ag/AgCl).

2.4.2 Electrodo tipo aguja (monopolares).

Este tipo de electrodos también conocidos como monopolares son dos electrodos en uno, es decir, son agujas de acero inoxidable concéntricas formadas por dos partes: la parte interna, es la parte activa del electrodo y está rodeada por una segunda aguja la cual rodea a la primera. Esta última es la referencia del sistema, ambas partes están separadas por un aislante eléctrico (Figura 2.14), que evita el contacto y la anulación de la señal. Hay que recordar que los electrodos miden la diferencia de potenciales entre dos puntos. Una de las desventajas de estos electrodos es que son invasivos. Su instalación en el paciente es intramuscular, lo que hace que sea incomodó. Después del estudio puede dejar sensible la zona o dejar hematomas. Las ventajas de utilizar estos electrodos es que se obtienen señales con mayor definición, al ser instalados directamente en las fibras musculares pueden ser más selectivos con los potenciales de acción de las fibras musculares. Si los electrodos están muy cerca, como pasa con los electrodos concéntricos, el ruido afecta a ambos electrodos por igual, quedando canceladas estas señales no deseadas. Los sistemas para el procesamiento de las señales EMG utilizan dispositivos que realizan mediciones en modo diferencial (amplificadores de instrumentación) ayudando con la anulación del ruido.

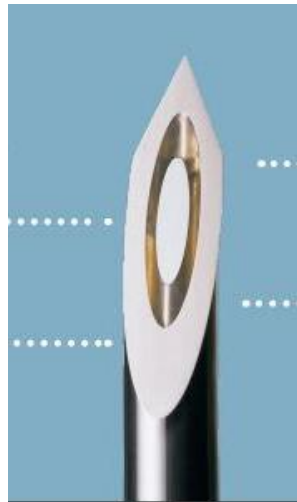
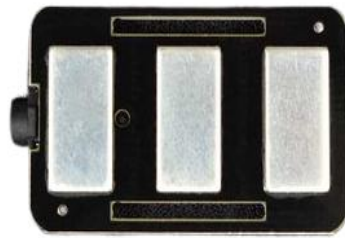


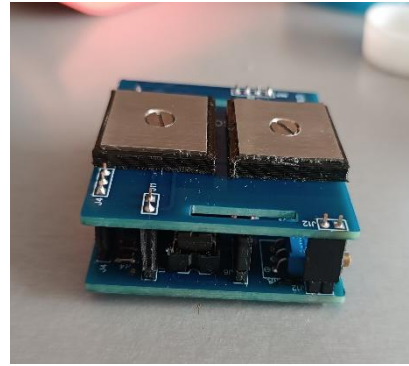
Figura 2. 14: Electrodo monopolar tipo aguja. La parte activa es la que se encuentra en el interior y la externa es la referencia, ambas partes están separadas por un aislante para evitar contacto.

2.4.3 Electrodo Seco

A diferencia de los electrodos húmedos, los electrodos secos históricamente se fabricaban con metales nobles. Estos metales tienen ciertas características como la alta resistencia a la oxidación y la capacidad de no reaccionar fácilmente con otras sustancias. A pesar de que el acero inoxidable no se considera un metal noble posee características de dichos metales como la alta resistencia a la oxidación y a la corrosión. En la fabricación de sensores EMG se busca que los materiales no reaccionen con otras sustancias y no se oxiden fácilmente. Otra ventaja del acero inoxidable es su bajo costo en comparación con el oro y la plata. La calidad de las señales EMG está relacionada con los materiales utilizados para la fabricación de los electrodos. Actualmente los sensores húmedos utilizados para obtener biopotenciales son fabricados con plata/cloruro de plata y un gel que ayuda a reducir la impedancia de la piel. En el caso de los sensores secos tienen algunas desventajas, por ejemplo, son más propensos a medir ruido debido a su construcción, por lo que necesitan mayor ganancia de las señales sEMG. La preparación de la piel es clave para obtener señales sEMG de calidad. Algunas consideraciones que se deben tomar en cuenta para disminuir el ruido en las señales utilizando sensores secos es el afeitado y limpieza de la zona. Se debe de asegurar un correcto contacto entre la piel y el electrodo. Como se mencionó antes, los potenciales de acción que se generan tienen valores de orden de mV, por eso se requiere tener una mayor ganancia en la etapa amplificación y por último se recomienda integrar la electrónica (etapa de pre-amplificación, filtrado y amplificación) junto con los electrodos en un mismo módulo para que la señal no se atenúe por la resistencia de los cables, Figura 2.15b. Cabe mencionar que utilizar este tipo de electrodos también tiene sus ventajas, estos electrodos pueden ser reutilizables a comparación de los electrodos húmedos. Más adelante se explicarán todas estas consideraciones para poder medir señales sEMG con electrodos secos, Figura 2.15a.



a



b

Figura 2. 15: Electrodo seco. a) Electrodo DFRobot Gravity fabricado por la compañía OYMotion. b) Electrodo fabricado de acero inoxidable en donde se aprecia la integración de los electrodos y la electrónica en un mismo módulo.

2.5. Procedimiento para ubicación y colocación de los electrodos para adquisición de señales sEMG.

Anteriormente se mencionó que existen diferentes métodos para la adquisición de señales sEMG. En este trabajo se utilizaron electrodos superficiales, de qui el nombre se señales sEMG o señales mioeléctricas de superficie. En la antigüedad cuando se inició con el estudio de señales sEMG utilizando este tipo de sensores superficiales, no se tenía un criterio para determinar algunas cuestiones importantes para obtener buenas señales, por ejemplo: la distancia entre electrodos, diámetro del electrodo, preparación de la piel, material del electrodo, etc. En 1985 se publicó la quinta edición del Libro “Muscles Alive: their functions revealed by electromyography”, con el propósito de difundir y sistematizar el creciente conocimiento y metodología de la sEMG en el mundo de la investigación y la atención clínica, en particular en los campos de la fisiología neuromuscular, el deporte, la prevención y la medicina del trabajo. 15 años después de la publicación de este importante libro, en Turín Italia tuvo lugar el primer taller del SENIAM (Surface ElectroMyoGraphy for the Non-Invasive Assessment of Muscles), es una de las acciones concertadas financiada por la Comisión Europea (CE), la cual tuvo como objetivo que socios de 9 países de la Unión Europea se conocieran para obtener una visión del estado de la técnica en lo que respecta a los conocimientos básicos de la sEMG y sus aplicaciones [23]. Aunque los fundamentos de la

electromiografía ya se han desarrollado a principios del siglo XX la sEMG se han popularizado en los últimos años. La adquisición de señales sEMG todavía no es una técnica de uso generalizado [24]. La mayoría de los desarrollos se han tenido en lugares dispersos por todo el mundo, realizados por grupos científicos específicos. La metodología utilizada por estos grupos suele ser muy diferente y la variedad de metodologías utilizadas dificulta el uso generalizado de la técnica, por lo que la estandarización es esencial. Este trabajo se realizó tomando en cuenta algunas de las recomendaciones que el SENIAM propone en uno de sus manuales. A continuación, se explicará la metodología utilizada para el desarrollo de este trabajo referente a la preparación de la piel, localización y separación de los electrodos, parámetros importantes para una correcta medición de señales sEMG.

2.5.1. Lineamientos generales para el uso de electrodos superficiales para la adquisición de sEMG.

1. Utilizar electrodos pequeños para aumentar la selectividad de las señales (evitar la diafonía).
2. Cuanto más pequeños sean los electrodos, mayor serán los valores de impedancia.
3. Seleccionar la distancia más cercana posible entre electrodos para aumentar la selectividad de las señales deseadas. La distancia recomendada entre electrodos es de 2 cm (punto central a punto central de cada placa)
4. Colocar los electrodos paralelamente en dirección a las fibras muscular de la zona de interés.
5. Evitar colocar los electrodos en puntos motores (más adelante se mostrarán estos puntos en base a recomendaciones del SENIAM).
6. Tener cuidado con el electrodo de referencia o masa, para que permanezca en su posición al momento de realizar las pruebas.

2.5.2. Tamaño de los electrodos.

El tamaño de los electrodos es muy importante para aumentar la selectividad de las mediciones. En las mediciones realizadas en este proyecto se utilizaron electrodos superficiales (sEMG) del tipo húmedo y seco. Las señales obtenidas son el resultado de la polarización de las células musculares superficiales, esto implica tener un rango de medición más limitado si se compara con las señales obtenidas utilizando electrodos del tipo aguja. Con este tipo de electrodos la aguja se introduce directamente en el músculo ayudando a seleccionar mejor el musculo de interés obteniendo señales más limpias. SENIAM recomienda que el tamaño de los electrodos debe tener 10 mm o menos de diámetro o una superficie que no supere 10 mm². En cuanto a la forma de los electrodos SENIAM hace mención que los electrodos mayormente utilizados tienen una forma circular o rectangular con extremos redondeados. En la Figura 2.16 se puede observar el diámetro de los electrodos húmedos (Ag/AgCl) que fueron utilizados para realizar algunas pruebas, los cuales cumplen con las recomendaciones antes mencionadas.

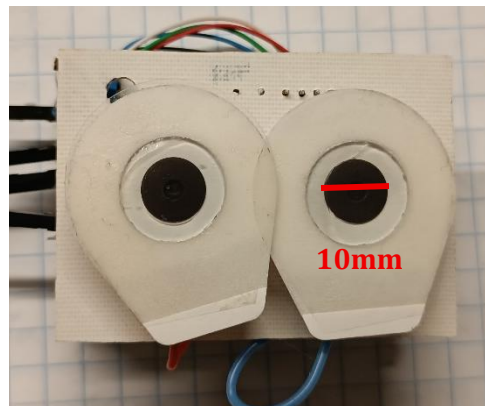


Figura 2. 16: Tamaño recomendado para los electrodos circulares

2.5.3. Distancia entre electrodos.

En la Figura 2.17 se muestra la distancia recomendada por SENIAM entre electrodos, esta distancia debe de ser de 20 mm y en dirección de las fibras musculares [17][25][26]. Esta distancia entre electrodos se define como la distancia entre los centros de contacto o área conductora. Debido a que las señales sEMG tienen amplitudes muy pequeñas, colocar los electrodos a una mayor distancia provocaría una disminución en la magnitud de las señales, esto se debe a que la medición de señales sEMG se basa en medir la diferencia de potencial entre dos puntos, mientras mayor sea la distancia entre V1 y V2 de la Figura 2.17 las señales tendrán una disminución en la amplitud, por eso la importancia de respetar las distancias recomendadas por el SENIAM.

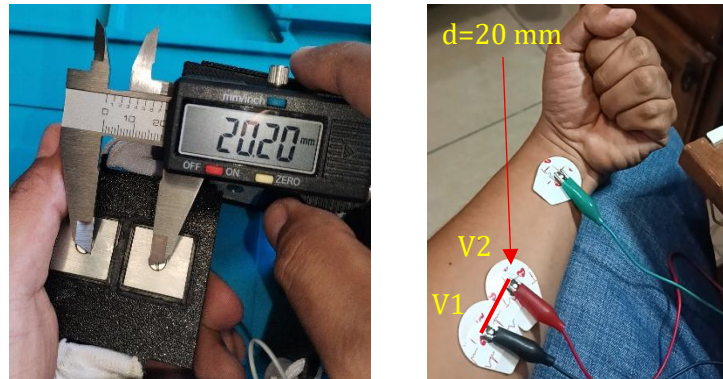


Figura 2. 17: Tamaño recomendado para los electrodos circulares

En la Figura 2.17, se puede observar los dos electrodos húmedos colocados a una distancia de 20 mm. Ambos sensores medirán la diferencia de potencial entre dos puntos del músculo, en este caso están identificados como V1 y V2. El ruido n es común en ambos sensores. Por lo anterior, la magnitud de voltaje registrada por los sensores se puede expresar con la ecuación 2.1, quedando anulado el ruido en ambos sensores (ecuación 2.2). Para que la ecuación 2.2 se cumpla se requiere de un dispositivo capaz de medir en forma diferencial las señales adquiridas por los electrodos, este dispositivo es el amplificador de instrumentación, el cual será el encargado de medir y amplificar la señal.

$$V_{out} = (V1 + n) - (V2 + n) \quad (2.1)$$

$$V_{out} = V1 - V2 \quad (2.2)$$

2.5.4. Otras consideraciones para adquisición de sEMG.

Además de considerar el tamaño de los electrodos, los materiales de fabricación, la distancia y dirección de instalación, existen otras condiciones que pueden influir en la calidad de las señales sEMG. El cuerpo humano es un buen conductor eléctrico, esto nos haría pensar que la adquisición de sEMG no tendría complicaciones, desafortunadamente la conductividad eléctrica varía con el tipo de tejido, el grosor, los cambios fisiológicos y la temperatura. En la Figura 2.18 se observan dos señales que son afectadas en magnitud por el grosor del tejido que se encuentra por debajo de los electrodos, esto se debe a que la distancia entre el electrodo y el músculo de interés puede variar por la cantidad de grasa subcutánea presente en cada paciente [17][26].

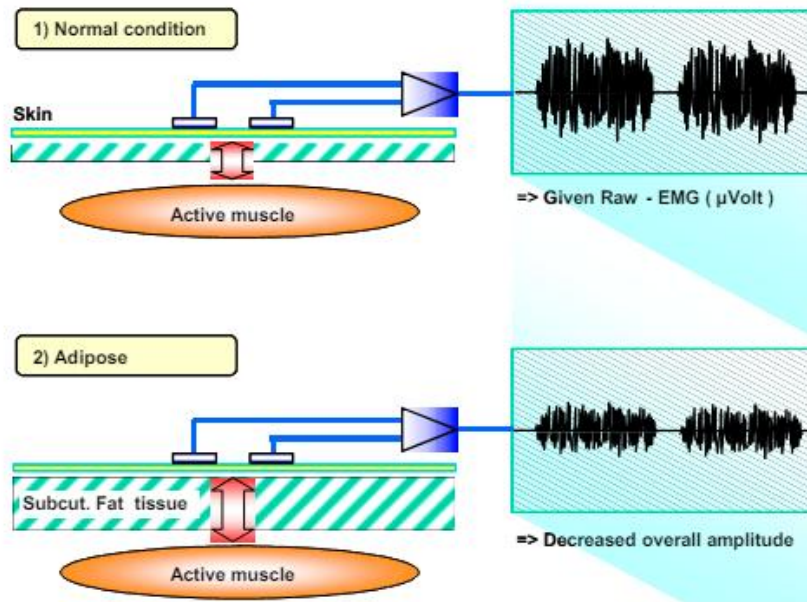


Figura 2. 18: Variación en la amplitud de señales sEMG en función de la distancia entre los electrodos y el músculo [17].

En la medición de los potenciales de acción está presente ruido intrínseco y extrínseco. El primer caso se refiere a señales fisiológicas anatómicas y bioquímicas de nuestro cuerpo, por ejemplo, las señales electromiográficas (ECG) o señales encefalográficas (EEG). Por otro lado, tenemos las señales extrínsecas que provienen de fuentes externas como la señal de red (60Hz), señales por el movimiento de los cables, etc., estas últimas pueden ser eliminadas con valores altos de CMRR (rechazo en modo común), este valor es un dato importante en los amplificadores operacionales y de instrumentación. En la Figura 2.19a se puede observar una señal ECG o electrocardiográfica, mientras que en la Figura 2.19b se observa una señal sEMG en donde se presenta una diafonía causada por una señal ECG, es posible observar los picos característicos de esta señal que son generadas por el corazón.

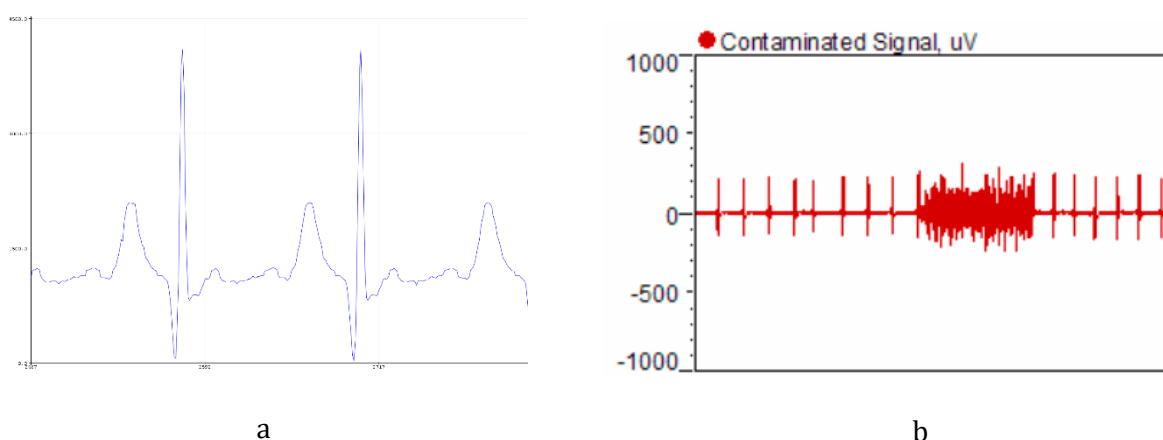


Figura 2. 19: Diafonía presente en una señal sEMG. a) Señal ECG (electrocardiográfica). b) Señal sEMG con diafonía por una señal ECG [17].

Otro punto importante por considerar es la ubicación correcta del electrodo de referencia y la correcta instalación de los electrodos en configuración diferencial sobre el músculo de interés. Se explicará la importancia del electrodo de referencia y posteriormente las zonas anatómicas recomendadas para su instalación. Considerando la ecuación 2.2 se puede observar que el voltaje de salida de un amplificador de instrumentación será el resultado de la diferencia entre los valores de entrada. Por lo anterior, se requiere una referencia para medir la salida, esta referencia será un tercer electrodo que se deberá instalar en puntos particulares del cuerpo humano. En la Figura 2.20 se muestra un modelo general de la configuración de un amplificador de instrumentación, en donde se observa el voltaje de salida resultado de la diferencia de sus dos entradas, tomando como referencia la tierra del sistema.

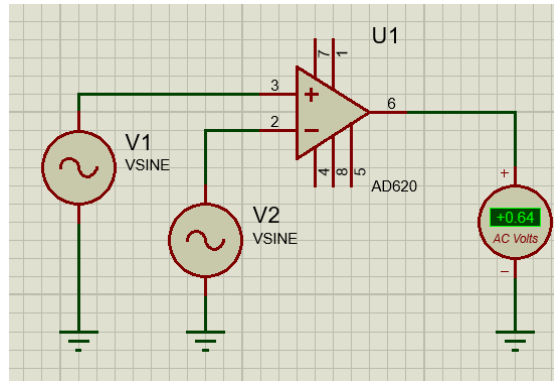


Figura 2. 20: Representación general de un amplificador de instrumentación con sus entradas V1, V2 y su salida (diferencia entre V1 y V2).

En la Figura 2.21 se observa un mapa de los puntos de referencia anatómicos usados y recomendados por SENIAM [17]. Estos puntos son áreas de baja densidad muscular. En este trabajo se midieron las señales sEMG de los músculos del antebrazo, considerando los puntos de referencia más cercanos de la muñeca. Estos puntos son los extremos de los huesos del antebrazo llamados radio y cubito. Los puntos recomendados para la colocación del electrodo de referencia son llamados apófisis estiloides del radio y apófisis estiloides de la ulna. Con estas consideraciones se garantiza una medición más precisa y con menos complicaciones.

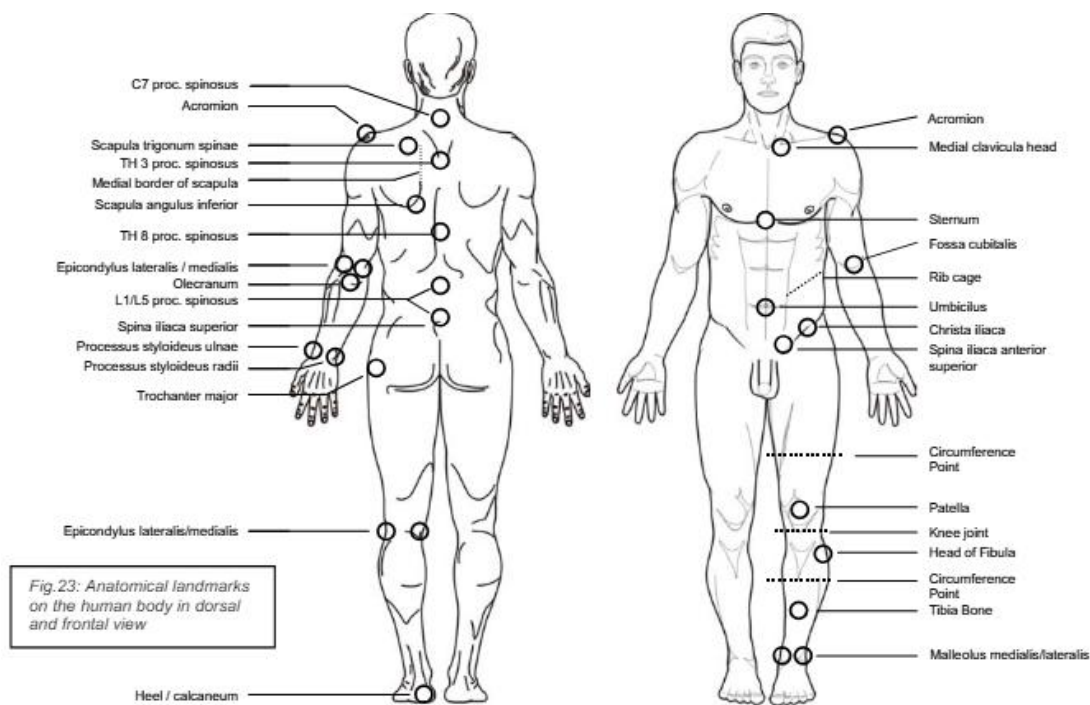


Figura 2. 21: Puntos anatómicos de referencia recomendados por SENIAM [17].

La Figura 2.21 muestra un mapa de los músculos seleccionados que normalmente han sido investigados en estudios kinesiológicos [17]. También se observa que la mayoría de los músculos importantes de las extremidades y del tronco se pueden medir con sensores superficiales. La zona de interés para este trabajo es la zona del antebrazo, en esta área se encuentran los músculos encargados de mover la mano. Los puntos amarillos de la Figura 2.22 indican la dirección del par de electrodos en función con la dirección de las fibras musculares. También se muestra el nombre de los músculos del antebrazo que fueron estudiados para la adquisición de señales sEMG.

1. Músculos anteriores del antebrazo, están compuestos por:

- Capa Superficial
- Capa Intermedia: Músculo Flexor superficial de los dedos.
- Capa Profunda: Músculo Flexor profundo de los dedos y Músculo Flexor largo del pulgar.

2. Músculos posteriores del antebrazo, están compuestos por:

- Capa Superficial: Músculo Extensor común de los dedos y Músculo Extensor del meñique.
- Capa Profunda: Músculo Separador largo del pulgar, Músculo Extensor corto del pulgar, Músculo Extensor del índice y Músculo Extensor largo del pulgar.

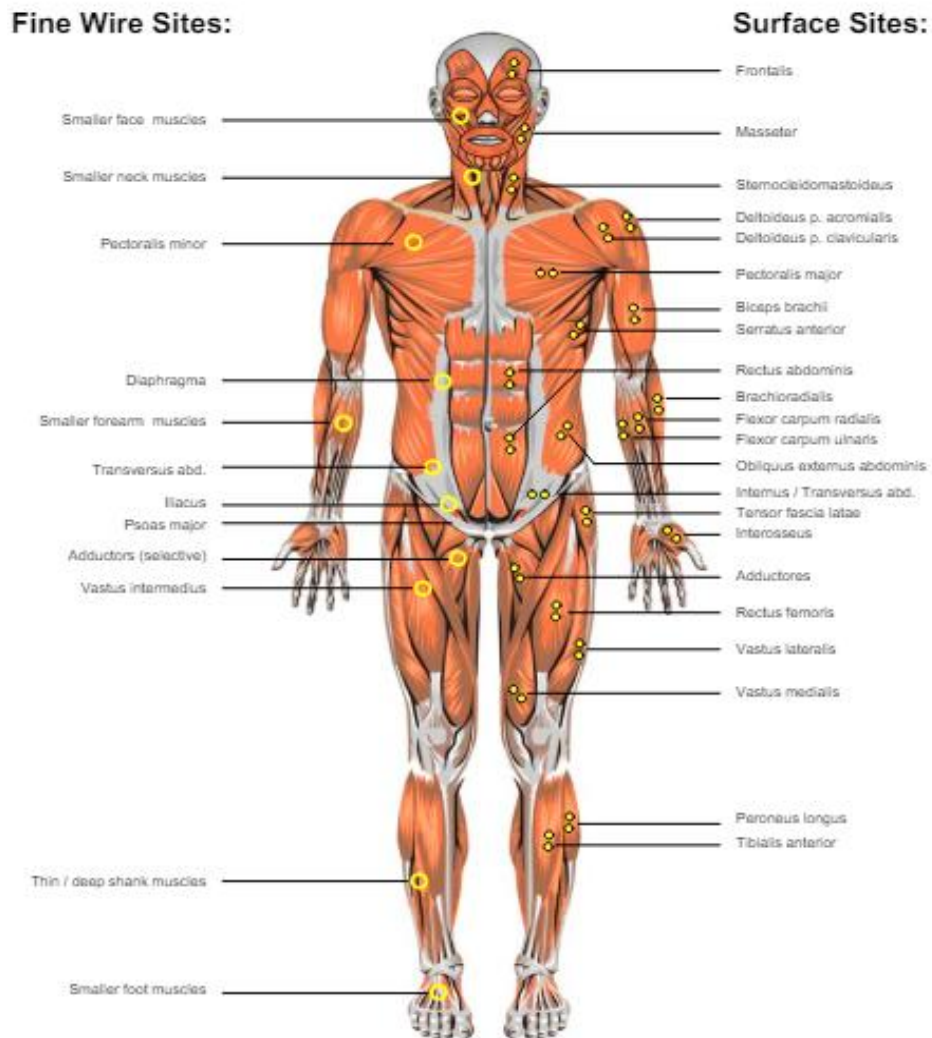


Figura 2. 22: Ubicación y dirección de los electrodos superficiales para la adquisición de señales sEMG [17].

DESARROLLO

3.1. Amplificadores operacionales (op-amp)

Con los avances tecnológicos desarrollados durante la cuarta década del siglo XX, fueron surgiendo nuevas necesidades lo que obligó al desarrollo de nuevas tecnologías para los sistemas computacionales y electrónicos. Estos avances obligaron a los científicos a desarrollar nuevos sistemas capaces de ejecutar operaciones matemáticas más complejas como la resta, suma, división, multiplicación, integración y derivación, que son la base para el desarrollo de los sistemas digitales que hoy se conocen y donde se origina el nombre de amplificador operacional (op-amp). Los primeros intentos por crear un dispositivo capaz de realizar estas operaciones fueron los tubos de vacío (Figura 3.1) los cuales son dispositivos que eran utilizados en los primeros inicios de las computadoras. Estos tubos eran capaces de amplificar, conmutar o modificar una señal eléctrica mediante el control de movimiento de electrones en un espacio vacío a una muy baja presión.



Figura 3. 1: Tubo de vacío Modelo StR 280/40, Marca: Werk für Fernmeldewesen [29].

En los años 40's la telefonía de larga distancia tenía un problema, para que las señales recorrieran grandes distancias tenían que ser amplificadas. En esa época los tubos de vacío eran el mayor avance tecnológico para la época y eran utilizados en la telefonía para amplificar las señales, pero eran poco confiables, ya que regularmente terminaban fundiéndose debido al sobrecalentamiento. Para 1947 John Bardeen, Walter Brattain y William Shockley crean el primer transistor en los laboratorios Bell [27], Figura 3.2. Fabricado de láminas de oro, plástico y germanio, era grande y tenía muchas limitaciones técnicas aparte de ser costoso de fabricar. Al año siguiente en 1948, se construye el transistor de silicio que sería el inicio de una nueva época tecnológica. Para 1956 estos tres científicos, reciben el premio nobel de física por sus investigaciones en semiconductores y el descubrimiento del efecto transistor.

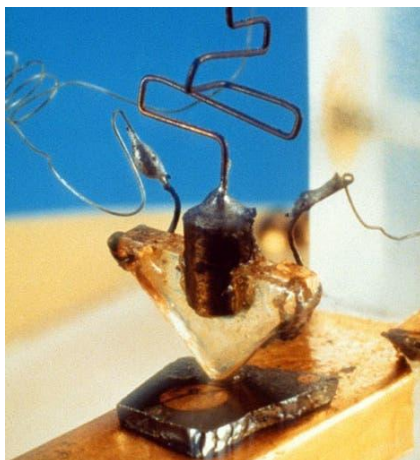


Figura 3. 2: Primer transistor fabricado en los laboratorios Bell en 1947 [40].

Con la creación del transistor se empezaron a desarrollar nuevas tecnologías en diferentes áreas como la electrónica, la telefonía, la computación, etc., esta última fue la que detonó el desarrollo de sistemas más complejos. Los científicos de inmediato se dieron cuenta que necesitarían sistemas con un mayor número de transistores en un espacio más reducido. Los primeros intentos por crear un sistema capaz de utilizar la mayor cantidad de transistores surgieron porque los ordenadores empezaban a ser más complejos. Inmediatamente se vio la necesidad de utilizar un mayor número transistores, por lo que reducir su tamaño se convirtió en una prioridad para los científicos. Por ese motivo el transistor estuvo a punto de desaparecer, ya que se

requería una gran cantidad de ellos en el menor espacio posible. Además, necesitaban estar conectados entre sí, lo que implicaba una gran cantidad de conexiones. Para la época era poco práctico, imposible e inviable. Esto ocasionó que los científicos buscaran una solución para hacer funcionar el mayor número de transistores conectados entre sí en un espacio más reducido, de esta manera surgen los primeros circuitos integrados. En 1957 un científico llamado Jack Kilby que trabaja para el ejército estadounidense, propuso por primera vez la idea de integrar en una sola pieza de material semiconductor transistores, resistencias y condensadores. Esta idea dio lugar al programa de micromódulos, que era bastante prometedor. Cuando el proyecto para desarrollar esta idea empezó a cobrar fuerza Kilby se inspiró en otro diseño más avanzado que se convirtió en el circuito integrado que conocemos en la actualidad. El prototipo de Kilby era primitivo en comparación con los estándares actuales, pero era funcional y su idea se materializó cuando dejó el ejército y entró a trabajar en Texas Instruments. Kilby estaba trabajando en Texas Instruments cuando se le ocurrió la idea de tratar de construir un circuito electrónico en un chip de silicio, esta idea la nombró el principio Monolítico. El 12 de septiembre de 1958, se construye a mano el primer circuito integrado del mundo, utilizando un chip de germanio, Texas Instruments solicitó una patente sobre la idea el 6 de febrero de 1959, Figura 3.3, unos meses después recibió el número de patente 3.138.743, llamada "Miniaturized electronic circuits" [28].

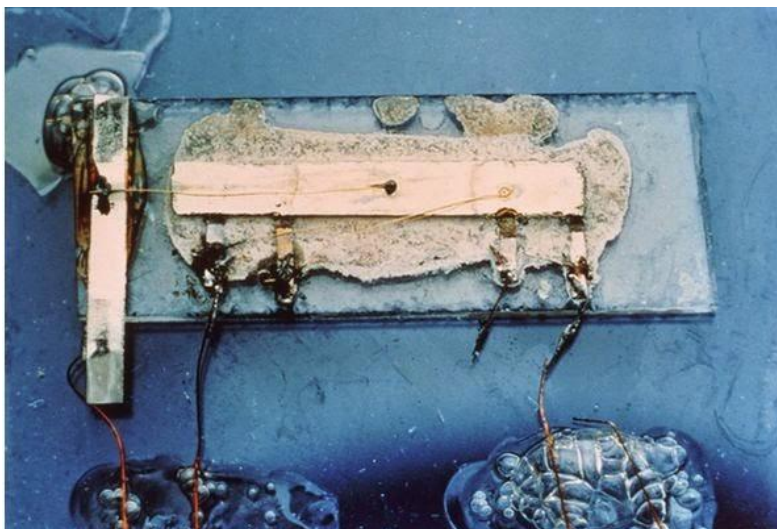


Figura 3. 3: Primer circuito integrado construido por Jack St. Clair Kilby, el cual contaba con resistencias, condensadores y transistores de germanio, conectados con filamentos de cables [41].

Seis meses después de que se patentara el prototipo de Kilby, Robert Noyce que trabajaba en Fairchild Semiconductor, reconoció las limitaciones que tenía el germanio para la fabricación de chips, debido a esto desarrolló su propio chip utilizando silicio, Figura 3.4. Al igual que Kilby también tuvo la idea de construir un circuito electrónico en un solo chip, pero Noyce se enfocó en solucionar el problema de las conexiones entre los dispositivos, aspecto que Kilby lo había dejado a un lado, la idea de Noyce fue nombrada “circuitos unitarios” y también solicitaron una patente, el equipo de Noyce estaba al corriente de las patentes de Texas Instruments por lo que escribieron una patente detallada para no infringir en la idea de Kilby. El 25 de abril de 1961 las oficinas de patentes de EEUU concedieron la primera patente para un circuito integrado a la invención de Noyce, mientras que estuvo bajo análisis la idea de Kilby a pesar de ser la primera.

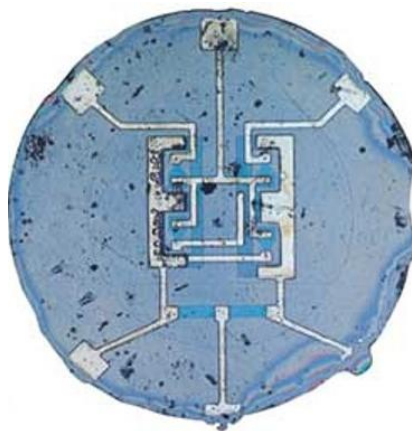


Figura 3. 4: Circuito integrado construido por Noyce, se pueden observar las pistas de aluminio depositadas en la superficie del dispositivo, que permiten conectar los componentes [42].

Hoy en día Jack Kilby y Robert Noyce se le atribuye a la invención de los circuitos integrados que conocemos ahora, siendo la computación la más beneficiada con esta tecnología. Cuando se habla de avances tecnológicos a lo largo de la historia a menudo se habla de la evolución de los microprocesadores y las memorias utilizadas en los sistemas computacionales y electrónicos, los cuales dieron lugar a los avances tecnológicos como se conocen, pero los semiconductores analógicos tienen un papel importante en el desarrollo de estas tecnologías. En el diagrama de bloques mostrado en la Figura 2.11 se observan las etapas desarrolladas en este trabajo, de las cuales 6 de ellas se utilizaron circuitos integrados a excepción de la primera etapa (electrodos).

Los principales circuitos integrados utilizados, fueron los amplificadores operacionales y de instrumentación. Gracias a los amplificadores operacionales y de instrumentación se pudieron medir señales sEMG, filtrarlas y acondicionarlas para después ser enviadas inalámbricamente hacia la computadora.

A continuación, se describen los antecedentes y algunas características de los amplificadores operacionales los cuales fueron la base del funcionamiento de las computadoras de la antigüedad. En 1952 A. Philbrick Researches, Inc., fabricó el primer amplificador operacional que combinaba dos tubos de vacío 12AX7. Este fue el primer dispositivo de su tipo, incluso más antiguo que los primeros circuitos integrados, el cual contaba con 8 pines. En la Figura 3.5 se observa el primer amplificador operacional K2-W. La hoja de datos del dispositivo muestra algunas aplicaciones que recomendaba el fabricante, entre las que destacan el modo sumador, modo integración, modo seguidor de voltaje y el modo amplificador [29]. Entre sus características eléctricas tenía un rango de voltaje de alimentación entre -50 VCD a +50 VCD, una ganancia máxima de 15, muy poca si se compara con los amplificadores operacionales actuales; tenía una impedancia de entrada de 100M Ω entre otras características.

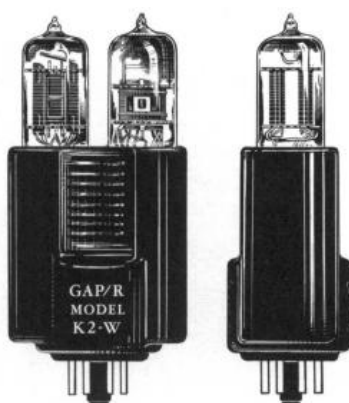


Figura 3. 5: Primer amplificador operacional modelo K2-W fabricado por la compañía A. Philbrick Researches, Inc. en 1952 [43].

3.2. Configuración de amplificadores operacionales (op-amp)

En la Figura 3.6a se observa el símbolo del amplificador operacional, en donde se aprecian sus entradas diferenciales y la salida, aunque en la Figura 3.6a no se muestre la parte de alimentación, estos dispositivos necesitan una alimentación dual (+Vcc y -Vcc). Algunos autores o en el caso de los softwares de simulación dejan implícito que la alimentación se tiene que considerar en la conexión física, es por eso que algunas veces en la simbología no se pone la alimentación. El tipo de circuito integrado utilizado dependerá del tipo de proyecto y de las necesidades del diseñador. En el caso de la Figura 3.6b se tomó como referencia el amplificador operacional LM084 [30], el cual consta con 4 amplificadores operacional en un solo circuito integrado.

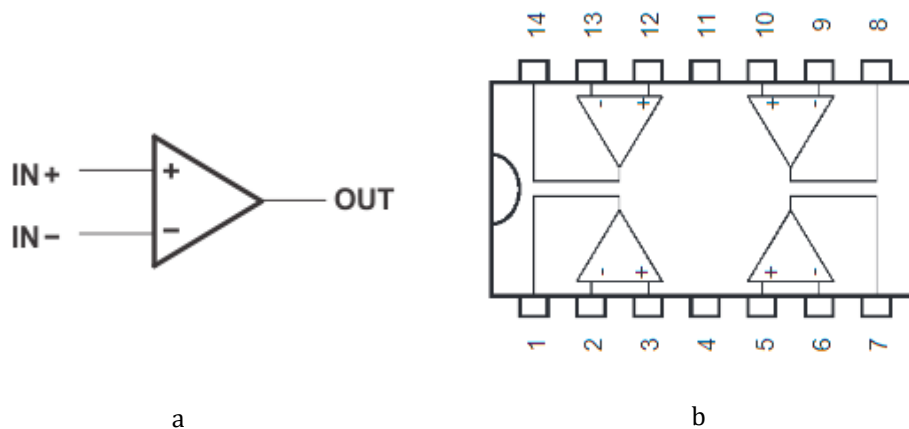


Figura 3. 6: Configuración básica de un amplificador operacional. a) Símbolo del amplificador operacional. b) Configuración de pines de amplificador operacional TL084 [44].

Para poder analizar las diferentes configuraciones del amplificador operacional, se deben tener en cuenta algunas reglas básicas de un amplificador operacional ideal, en la práctica la mayoría de los amplificadores operacionales se desempeñan tan bien que, se puede suponer que se trabaja con un dispositivo ideal. A continuación, se mencionarán las reglas básicas que permiten comprender el funcionamiento de cada configuración, Figura 3.7 [31][32].

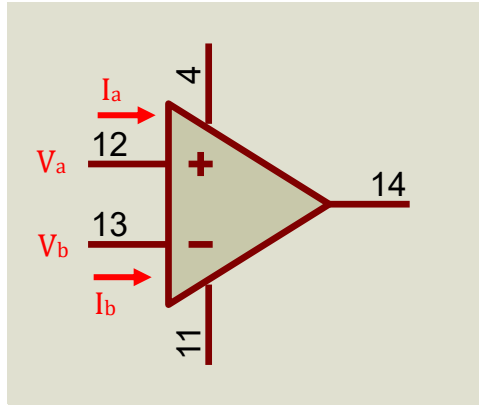


Figura 3. 7: Reglas de un amplificador operacional ideal

1. Nunca fluye corriente hacia una terminal de entrada

$$I_a = I_b = 0$$

2. No existe diferencia de tensión entre sus dos terminales de entrada.

$$V_a = V_b$$

Estas reglas son la base del análisis de las configuraciones que se explicaran a continuación.

3.2.1 Circuito amplificador inversor

En un amplificador operacional siempre habrá una salida que dependerá de una entrada, la cual estará definida por la configuración utilizada pero siempre siguiendo las reglas básicas de los amplificadores operacionales ideales antes mencionadas. En un amplificador operacional en modo inversor la salida será de polaridad opuesta a la entrada. En la Figura 3.8 se observa el arreglo de un amplificador operacional inversor, se puede apreciar que el voltaje de entrada está conectado en la parte inversora del amplificador operacional. Para obtener la ecuación característica de este arreglo se siguen las reglas básicas de los amplificadores operacionales.

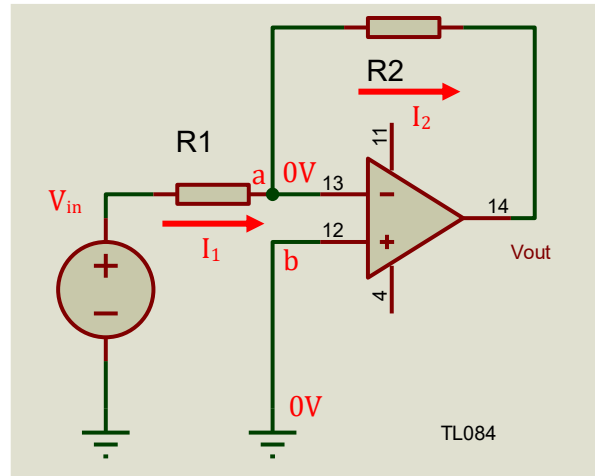


Figura 3.8: Amplificador operacional en modo inversor

La primera regla establece que nunca fluye corriente hacia una terminal de entrada, con esta afirmación se puede deducir la ecuación característica del voltaje de salida de la Figura 3.8, en donde I_1 no puede entrar al amplificador operacional por la terminal 13, por lo tanto, I_1 entra al nodo “a” y continua con la misma trayectoria que I_2 . Con estas afirmaciones se deduce la ecuación 3.1.

$$I_1 = I_2 \quad (3.1)$$

Observando que la terminal 12 del amplificador operacional, se encuentra conectada a tierra, es decir, el voltaje en el nodo “b” es 0 V, considerando la segunda regla de los amplificadores operacionales se tiene que el voltaje en el nodo “a” también es 0 V, ya que nunca habrá una diferencia de voltaje entre ambas terminales de entrada, con esto se obtiene la ecuación 3.2.

$$V_a = V_b = 0 \quad (3.2)$$

Retomando la ecuación 3.1 y aplicando el análisis de nodos con la ley de Kirchhoff para obtener la ecuación de salida, y la ley de Ohm para determinar las corrientes en términos de voltaje y resistencia, queda de la siguiente manera [31][32]:

$$\frac{V_{in}-0}{R_1} = \frac{0-V_{out}}{R_2} \quad (3.3)$$

$$V_{out} = -V_{in} \left(\frac{R_2}{R_1} \right) \quad (3.4)$$

Con esta ecuación se puede concluir que el término R_2/R_1 es la ganancia del circuito, es decir, si R_2 es más grande que R_1 el voltaje de salida será mayor que el voltaje de entrada. Por otro lado, si R_1 es mayor que R_2 , el voltaje de salida será menor que el voltaje de entrada. Para el siguiente ejemplo se tiene un circuito amplificador inversor, obsérvese que hay elementos en el circuito adicionales al circuito de la Figura 3.8, los cuales son necesarios únicamente para la simulación que se realizó en Simulink, el cual es un entorno de programación visual que trabaja en el entorno de MATLAB. En la Figura 3.9 se observa la simulación realizada en Simulink, en donde podemos apreciar los elementos básicos de la configuración de un amplificador operacional inversor: las resistencias R_1 y R_2 , el símbolo del amplificador operacional y la señal de entrada que en este caso se está simulando con una fuente de corriente alterna.

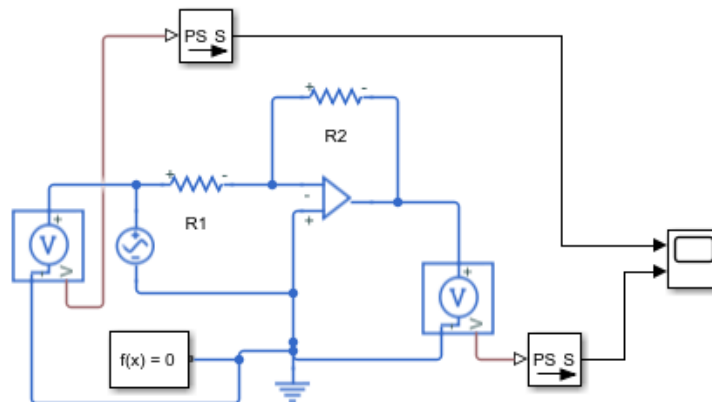


Figura 3. 9: Simulación amplificador inversor.

De la Figura 3.10 y en base a lo explicado anteriormente se puede deducir la ganancia del circuito y los valores de R_1 y R_2 . Se tienen dos señales, la de color amarillo corresponde a la señal de voltaje de entrada y la de color azul es la señal resultante después de haber pasado por el amplificador operacional inversor. Se puede observar

que la salida es amplificada el doble con respecto a la señal de entrada debido a que R_2 es mayor que R_1 . Los valores de las resistencias que se asignaron para la simulación de la Figura 3.9 fueron los siguientes: $R_2=6\text{ K}\Omega$ y para $R_1= 3\text{ K}\Omega$, el resultado de dividir R_2/R_1 dando como resultado una ganancia de 2 o el doble de la señal original. En la Figura 3.10, se observa que la señal de color azul tiene una amplitud de 2V, mientras que la señal de entrada tiene una amplitud de 1V. También es importante mencionar que el signo negativo de la ecuación 3.4 provocara un desfase de 180° de la señal de salida con respecto a la señal de entrada.

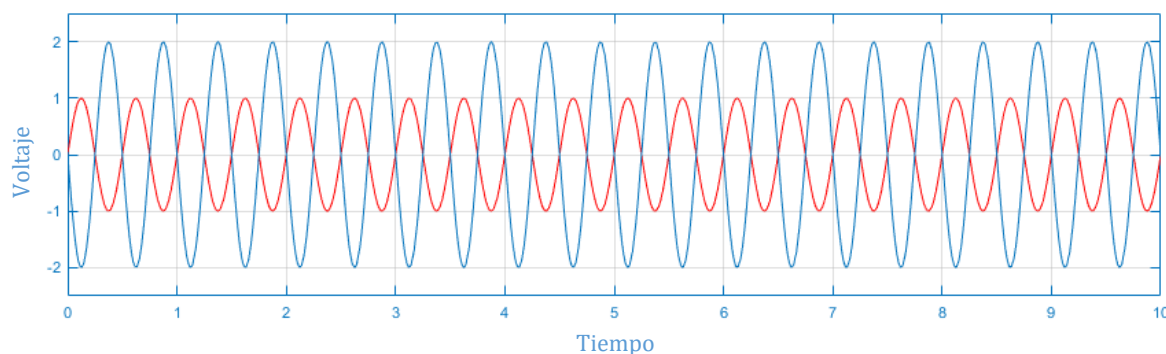


Figura 3. 10: Gráficos correspondientes al circuito de la Figura 3.9.

3.2.2 Circuito amplificador no inversor

Para explicar el funcionamiento de un amplificador no inversor, si se compara la Figura 3.8 con la Figura 3.11, se encuentran algunas diferencias en cuanto a la configuración y la expresión matemática resultante. La primera diferencia es que la señal de voltaje entra por la parte no inversora del amplificador operacional, esto ocasionara que la señal de salida este en fase con la señal de entrada a diferencia de la señal que se obtuvo en la Figura 3.10. A continuación, se hará el análisis del circuito para obtener la ecuación característica de esta configuración, sin olvidar las reglas básicas de los amplificadores operacionales ideales.

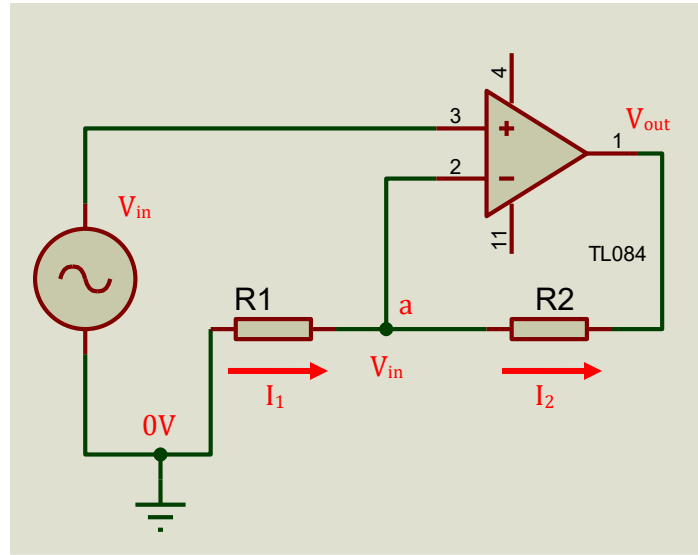


Figura 3. 11: Amplificador operacional en modo no inversor.

Se obtendrá la ecuación característica de este arreglo tomando en cuenta las reglas básicas de los amplificadores que se han venido utilizando. En primera instancia se puede observar que ahora el voltaje de entrada se conecta a la parte positiva del amplificador operacional, si se aplica la segunda regla en donde nos dice que no habrá una diferencia de voltaje entre sus entradas, entonces el voltaje que habrá en el nodo “a” será el mismo al de la fuente, es decir, el nodo “a” será igual a V_{in} . Por otro lado, aplicando la primera regla, la corriente I_1 no puede entrar al interior del amplificador operacional por la terminal 2, entonces I_1 seguirá la misma dirección que I_2 , entonces se tiene que $I_1 = I_2$. Ahora planteando la ecuación en base a las igualdades antes mencionadas utilizando la ley de Ohm. Obsérvese que al ser una igualdad se pueden mover los términos sin alterar el resultado, para efectos prácticos se dice que $I_2 = I_1$, esta igualdad se puede expresar en términos de la ley de Ohm, obteniendo la ecuación 3.5 [31][32].

$$\frac{V_{in} - V_{out}}{R_2} = \frac{0 - V_{in}}{R_1} \quad (3.5)$$

Despejando V_{out} para obtener la ecuación característica, pasando V_{in} restando al segundo término y R_2 multiplicando toda la expresión, el voltaje de salida es un valor positivo, ya que es un amplificador no inversor, por eso se debe multiplicar ambos términos por -1, quedando de la siguiente manera.

$$-V_{out} = \left(\frac{0 - V_{in} - V_{in}}{R_1} \right) * R_2 \quad (3.6)$$

$$V_{out} = \left(\frac{0 + V_{in} + V_{in}}{R_1} \right) * R_2 \quad (3.7)$$

En este punto solo queda ordenar los términos y factorizar, obteniendo la ecuación del amplificador operacional no inversor [31][32], ecuación 3.9.

$$V_{out} = V_{in} + V_{in} * \left(\frac{R_2}{R_1} \right) \quad (3.8)$$

$$V_{out} = V_{in} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (3.9)$$

Se realizó la simulación en Simulink para observar el comportamiento y verificar lo antes mencionado, Figura 3.12, en donde la señal de entrada se encontrará en fase con la señal de salida. También se observa que la relación para calcular la ganancia se sigue manteniendo, con la diferencia que se le estará sumando un “1”, igual que en la ecuación 3.4, si R_2 es más grande que R_1 la señal se estará amplificando y viceversa. Si R_1 es más grande que R_2 la señal será más pequeña en amplitud. A continuación, se muestra el circuito utilizado para la simulación, de la misma manera que en el arreglo de la Figura 3.9 se aprecian componentes adicionales que son exclusivos para realizar la simulación en Simulink.

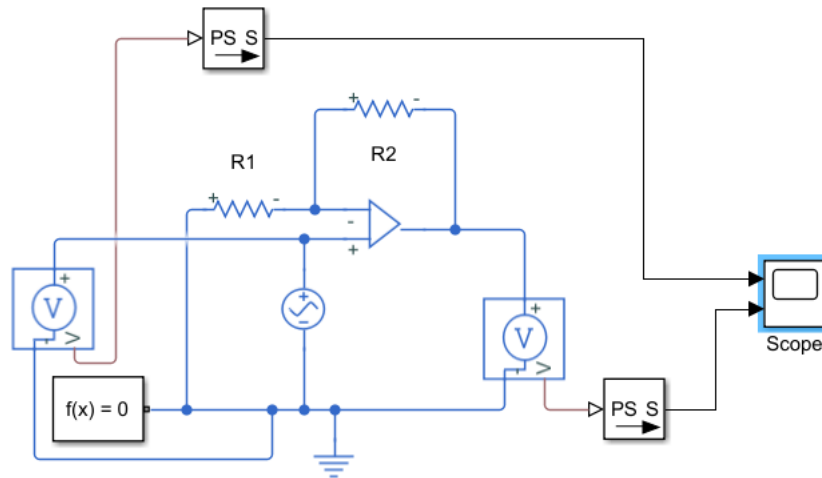


Figura 3. 12: Simulación amplificador no inversor.

En la Figura 3.12 la señal entra por la terminal positiva del amplificador operacional, de aquí el nombre del arreglo. Las resistencias que determinan la ganancia del circuito se siguen manteniendo en la terminal negativa. Ahora analizando el gráfico obtenido de la simulación, en donde los valores de las resistencias fueron $R_1 = 3 \text{ K}\Omega$ y $R_2 = 6 \text{ K}\Omega$, se puede ver que los valores de las resistencias son los mismos que se utilizaron en el circuito de amplificador inversor, sin embargo, la ganancia obtenida en este circuito es de 3. Esta ganancia se obtuvo con la ecuación 3.9 y se puede apreciar en la gráfica de la Figura 3.13 obtenida de Simulink. La señal de entrada es la de color rojo con una amplitud de 1 V y la señal de salida es la de color azul con una amplitud de 3 V, comprobando que la ganancia para este circuito es de 3.

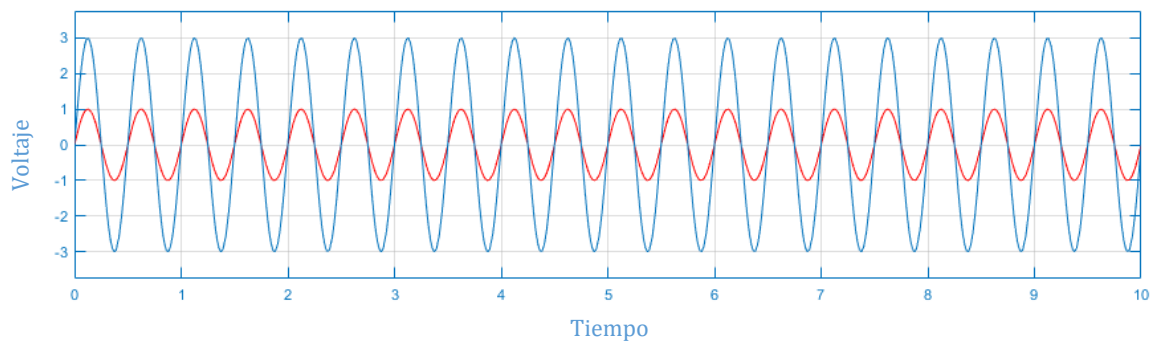


Figura 3. 13: Gráficos correspondientes al circuito de la Figura 3.12.

3.2.3 Circuito amplificador sumador no inversor

Como su nombre lo indica es capaz de sumar una serie de señales que entraran por la parte positiva del amplificador operacional, es importante mencionar que hay que seguir una serie de reglas para que esta configuración se comporte como su nombre lo indica. En la Figura 3.14 se observa el arreglo típico de un sumador no inversor con tres señales diferentes. Para cada señal de entrada se tiene una resistencia con un valor determinado, este valor tiene que ser el mismo para cada señal, por otra parte, los valores de resistencia que determinan la ganancia deben de cumplir una regla para que el circuito pueda comportarse como un amplificador sumador no inversor. A continuación, se explicará y se determinará la ecuación característica de este arreglo.

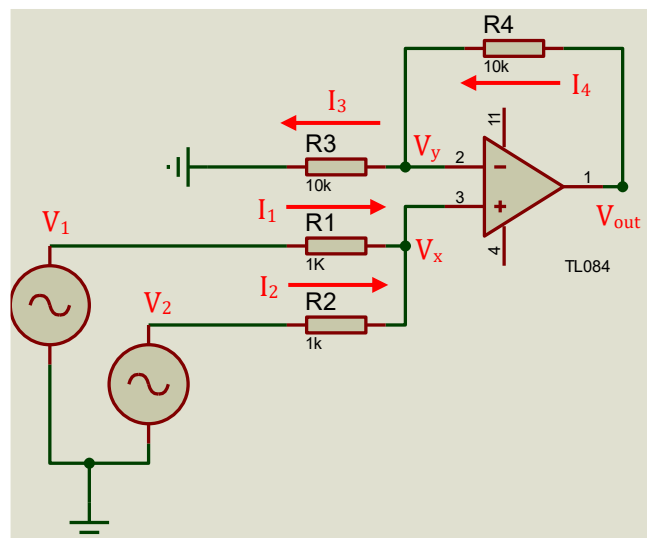


Figura 3. 14: Amplificador operacional sumador no inversor.

En la Figura 3.14 se observa el arreglo típico del amplificador operacional no inversor con dos señales de entrada. En primera instancia se observan las direcciones de las corrientes. Obsérvese que las corrientes I_1 e I_2 salen de la fuente, aunque no se muestren los signos de las fuentes se deduce la dirección de las corrientes por la convención de signos, estas corrientes se dirigen hacia el nodo V_x . Por otro lado, mientras que I_3 e I_4 van en dirección contraria, esto por la convención de signos de la corriente, se considera que la corriente va de positivo a negativo, como I_3 se conecta a tierra se considera que la dirección es de V_{out} pasando por I_4 y finalmente a I_3 para

finalizar en tierra. Para determinar la expresión matemática de este arreglo se aplican nuevamente las reglas de los amplificadores operacionales ideales, así como la ley de corrientes de Kirchhoff. Al analizar las corrientes I_1 e I_2 , ambas corrientes entran hacia el nodo V_x , se puede determinar que la suma de ambas corrientes nos dará cero debido a que ninguna corriente puede entrar hacia el interior del amplificador, quedando de la siguiente manera.

$$I_1 + I_2 = 0 \quad (3.10)$$

Por otro lado, I_4 entra al nodo V_y , pareciera que una corriente se dirige hacia el interior del amplificador operacional y otra es I_3 , pero nuevamente aplicamos la regla de que ninguna corriente puede entrar hacia el interior del amplificador, quedando de la siguiente manera.

$$I_3 = I_4 \quad (3.11)$$

Para ambas ecuaciones las podemos expresar en términos de resistencia y voltaje aplicando la ley de Ohm, para la ecuación 3.10 tenemos lo siguiente.

$$\frac{V_1 - V_x}{R_1} + \frac{V_2 - V_x}{R_2} = 0 \quad (3.12)$$

Ahora se hace lo mismo para la ecuación 3.11 y se obtiene la siguiente expresión.

$$\frac{V_{out} - V_y}{R_4} = \frac{V_y - 0}{R_3} \quad (3.13)$$

Aplicando la segunda regla de los amplificadores operacionales ideales se tiene que no existe diferencia de voltaje entre sus terminales de entrada. Observando la Figura 3.14, se tiene que V_x es igual a V_y , concluyendo esto al despejar V_y para poder reemplazar los términos de V_x por V_y en la ecuación 3.12, quedando la ecuación 3.13 de la siguiente manera.

$$\frac{V_{out}}{R_4} - \frac{V_y}{R_4} = \frac{V_y}{R_3} \quad (3.14)$$

$$\frac{V_{out}}{R_4} = \frac{V_y}{R_3} + \frac{V_y}{R_4} \quad (3.15)$$

$$\frac{V_{out}}{R_4} = V_y \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) \quad (3.16)$$

$$\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} = \frac{R_4 + R_3}{R_3 R_4}$$

$$\frac{V_{out}}{R_4} \left(\frac{R_3 R_4}{R_4 + R_3} \right) = V_y \quad (3.17)$$

$$V_y = V_{out} \left(\frac{R_3}{R_4 + R_3} \right) \quad (3.18)$$

Ahora que se tiene V_y se sustituye en la ecuación 3.12 en lugar de V_x , quedando de la siguiente manera.

$$\frac{V_1}{R_1} - \frac{V_{out}}{R_1} \left(\frac{R_3}{R_4 + R_3} \right) + \frac{V_2}{R_2} - \frac{V_{out}}{R_2} \left(\frac{R_3}{R_4 + R_3} \right) = 0 \quad (3.19)$$

Una vez obtenida la expresión en términos de V_y , se pasan los términos de V_{out} hacia la derecha de la expresión que posteriormente se despejan para obtener la expresión de la Figura 3.14.

$$\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} = \frac{V_{out}}{R_1} \left(\frac{R_3}{R_4 + R_3} \right) + \frac{V_{out}}{R_2} \left(\frac{R_3}{R_4 + R_3} \right) \quad (3.20)$$

$$\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} = \frac{V_{out}}{R_1} \left(\frac{R_3}{R_4 + R_3} \right) + \frac{V_{out}}{R_2} \left(\frac{R_3}{R_4 + R_3} \right) \quad (3.20)$$

Para eliminar los denominadores se multiplica toda la expresión como se muestra a continuación.

$$\left[\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} = \frac{V_{out}}{R_1} \left(\frac{R_3}{R_4+R_3} \right) + \frac{V_{out}}{R_2} \left(\frac{R_3}{R_4+R_3} \right) \right] (R_1 R_2) \quad (3.21)$$

$$V_1 R_2 + V_2 R_1 = V_{out} R_2 \left(\frac{R_3}{R_4+R_3} \right) + V_{out} R_1 \left(\frac{R_3}{R_4+R_3} \right) \quad (3.22)$$

A continuación, se factorizan los términos que están a la derecha de la expresión para continuar con el despeje de V_{out} .

$$V_1 R_2 + V_2 R_1 = V_{out} R_2 \left(\frac{R_3}{R_4+R_3} \right) + V_{out} R_1 \left(\frac{R_3}{R_4+R_3} \right) \quad (3.23)$$

$$V_1 R_2 + V_2 R_1 = V_{out} \left(\frac{R_2 R_3}{R_4+R_3} + \frac{R_1 R_3}{R_4+R_3} \right) \quad (3.24)$$

$$V_1 R_2 + V_2 R_1 = V_{out} \left(\frac{R_2 R_3 + R_1 R_3}{R_4+R_3} \right) \quad (3.25)$$

Se puede observar que el término de R_3 se repite, por lo que se factoriza la expresión.

$$V_1 R_2 + V_2 R_1 = V_{out} \left[\frac{R_3 (R_2 + R_1)}{R_4 + R_3} \right] \quad (3.26)$$

Hasta este punto solo queda despejar V_{out} y se obtiene lo siguiente.

$$V_{out} = \frac{R_4 + R_3}{R_3 (R_2 + R_1)} (V_1 R_2 + V_2 R_1) \quad (3.27)$$

La ecuación 3.27 es la expresión general de la Figura 3.14, pero que pasa si se quiere una ecuación en donde V_{out} sea la suma de las señales de entrada. En este caso se tienen dos señales de voltaje, para esto se requieren algunas condiciones para que

se cumpla lo antes mencionado. Analizando a profundidad la ecuación 3.27. Se inicia condicionando los valores de las resistencias de entrada de las señales, como se muestra a continuación.

$$R_1 = R_2 = R$$

Sustituyendo la condición en la ecuación 3.27, se obtiene la siguiente expresión.

$$V_{out} = \frac{R_4 + R_3}{R_3(R_2 + R_1)} (V_1 R + V_2 R) \quad (3.28)$$

$$V_{out} = \frac{R_4 + R_3}{R_3(R_2 + R_1)} R (V_1 + V_2) \quad (3.29)$$

Para poder cancelar R_3 del denominador se puede proponer otra condición, quedando de la siguiente manera.

$$R = R_3$$

Sustituyendo la condición en la ecuación 3.29 y se obtiene lo siguiente.

$$V_{out} = \frac{R_4 + R_3}{R_3(R_2 + R_1)} R_3 (V_1 + V_2) \quad (3.30)$$

$$V_{out} = \frac{R_4 + R_3}{R_2 + R_1} (V_1 + V_2) \quad (3.31)$$

Con las condiciones antes mencionadas se puede sustituir los valores del denominador por R , quedando lo siguiente.

$$V_{out} = \frac{R_4 + R_3}{2R} (V_1 + V_2) \quad (3.32)$$

Aplicando las igualdades ya mencionadas, ahora se puede sustituir R_3 por R , ya que valen lo mismo y se obtiene lo siguiente.

$$V_{out} = \frac{R_4 + R}{2R} (V_1 + V_2) \quad (3.33)$$

Ahora sustituyendo R3 por R y se obtiene lo siguiente.

$$V_{out} = \frac{R_4 + R}{2R} (V_1 + V_2) \quad (3.34)$$

Para poder eliminar el denominador de la expresión se condiciona el valor de R4, quedando la siguiente expresión.

$$R_4 = R_3 = R$$

Sustituyendo el valor de R4 por R3, pero esta igualdad también es R, ahora se obtiene la ecuación:

$$V_{out} = \frac{R + R}{2R} (V_1 + V_2) \quad (3.34)$$

$$V_{out} = \frac{2R}{2R} (V_1 + V_2) \quad (3.35)$$

Finalmente, para obtener el voltaje de salida se obtiene la suma de las señales de entrada, como se muestra a continuación [33].

$$V_{out} = V_1 + V_2 \quad (3.36)$$

Con las igualdades que se utilizaron para llegar a esta expresión se puede concluir que los valores de resistencia de entrada deben de ser del mismo valor. Se debe considerar que para este ejemplo solo se están sumando dos señales de voltaje, pero ¿qué pasa cuando necesitamos sumar más señales?, para este caso debemos de poner atención en los valores de R3 y R4. Una formula general para determinar los valores de estas resistencias es la siguiente:

$$R_4 = (n - 1)R_3$$

En donde “n” es el número de señales de entrada. Esta expresión sirve para cualquier número de entradas. En este caso se tienen dos señales y si se aplica esta ecuación para determinar el valor de R_4 se tiene lo siguiente.

$$R_4 = (2 - 1)R_3$$

$$R_4 = R_3$$

Por lo anterior, los valores de las resistencias R_3 y R_4 de la Figura 3.14 son los mismos. A continuación, se realizará una simulación de lo antes mencionado con tres señales de entrada y se observará el comportamiento cuando no se siguen las reglas para los valores de resistencia. En la Figura 3.15 se observa un circuito parecido al de la Figura 3.14 con la diferencia de que tiene tres señales de entrada siguiendo las mismas reglas para determinar los valores de resistencia. Para las resistencias de entrada, se toma un valor de 1 k Ω para las tres señales. Ahora se aplica la expresión para determinar el valor de R_5 en función de R_4 . Obsérvese que en el ejemplo con dos señales se determinó el valor de R_4 en función de R_3 , se deben de considerar estos cambios al momento de sumar más señales de entrada. El valor de R_5 queda de la siguiente manera.

$$R_5 = (3 - 1)R_4$$

$$R_5 = 2R_4$$

Para este ejemplo de tres señales se tomó un valor de resistencia de $R_4 = 10$ k Ω , por lo tanto, el valor de R_5 es dos veces el valor de R_4 , es decir, $R_5 = 20$ k Ω . A continuación, se observa la simulación realizada en Simulink con los valores antes mencionados.

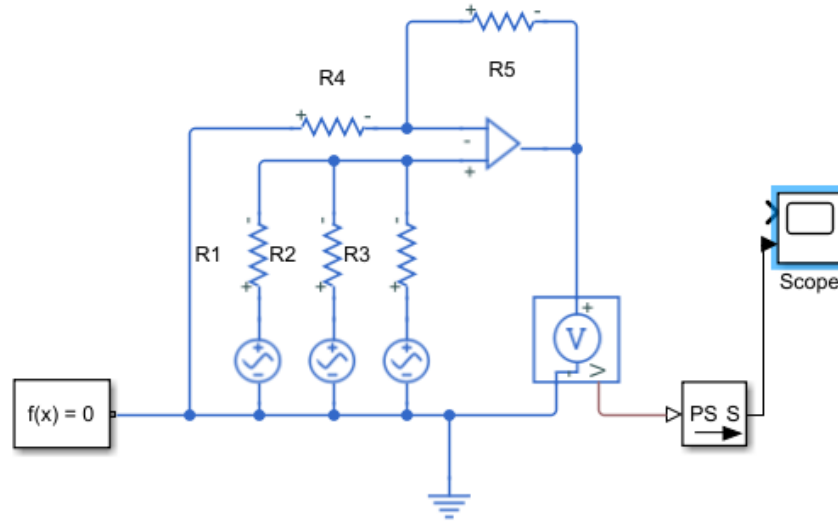


Figura 3. 15: Simulación amplificador sumador no inversor.

Al igual que las simulaciones anteriores se observan elementos que son únicamente utilizados por el software Simulink. Lo importante son los elementos que integran el arreglo típico de un amplificador sumador no inversor. En la Figura 3.16 se observa la señal de salida, resultado de sumar las tres señales de entrada. Los valores de las señales de entrada fueron, $V_1 = 1V$, $V_2 = 2V$ y $V_3 = 3V$. Si se cumplen las reglas para determinar los valores de las resistencias, se tiene que obtener la suma de las tres señales de entrada, es decir, una señal de salida con una amplitud de 6V.

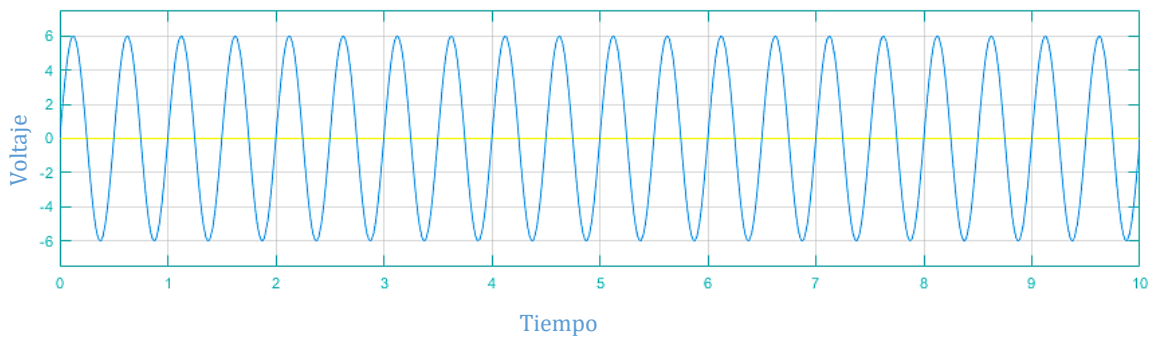


Figura 3. 16: Señal de salida del circuito de la Figura 3.15.

A continuación, se realizará la comprobación tomando el mismo valor de R_4 en R_5 . En la Figura 3.17 se puede observar la señal resultante con una amplitud de 4V, esto es porque los valores de resistencia de R_4 y R_5 son iguales. Hay que Considerar que para tres señales de entrada R_5 tiene que ser dos veces el valor de R_4 , para que la suma de las tres señales sean los 6V. Con esto se concluye que el valor de la resistencia de retroalimentación siempre tendrá que ser $n-1$, en donde n será el número de señales de entrada y el valor de las resistencias de entrada tienen que ser el mismo para garantizar el comportamiento del amplificador operacional como un sumador.

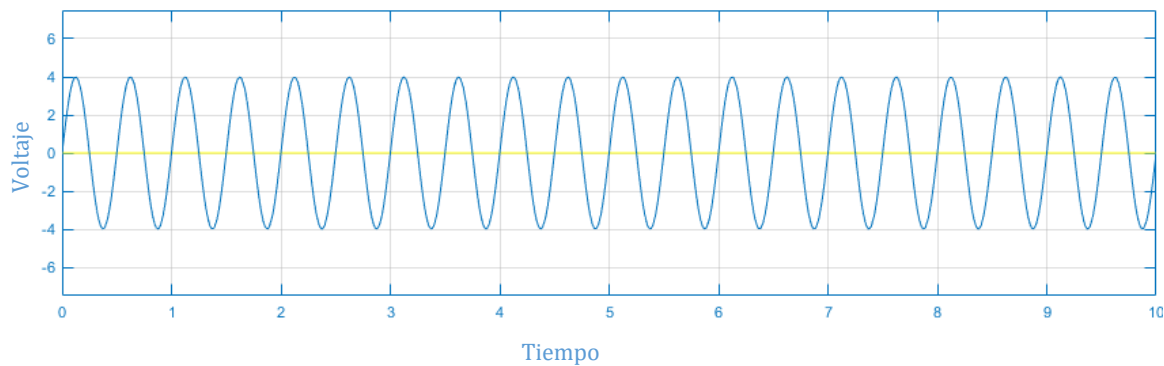


Figura 3. 17: Señal de salida del circuito de la Figura 3.15, con $R_5=R_4=10\text{ k}\Omega$.

3.2.4 Circuito amplificador seguidor de voltaje

Esta configuración también llamada amplificador buffer, amplificador de ganancia unitaria o acoplador de impedancias, su característica principal es que el voltaje de entrada será el mismo que el de salida (Figura 3.18).

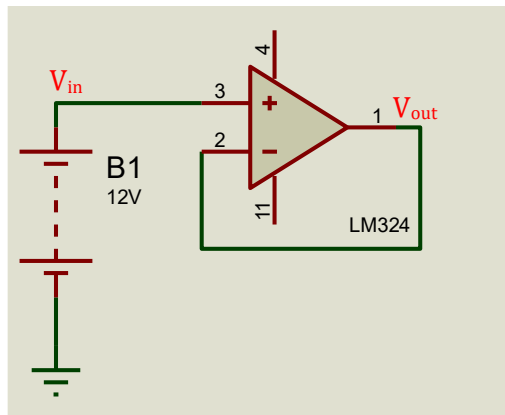


Figura 3. 18: Amplificador en modo seguidor de voltaje o buffer (acoplador de impedancia).

A continuación, se analiza el circuito de la Figura 3.18 y se encontrará la expresión. Al igual que los circuitos explicados anteriormente, se utilizan las mismas reglas de los amplificadores operacionales ideales. Para este caso solo con aplicar las reglas ya utilizadas se llega a la conclusión que el voltaje de entrada es el mismo que el voltaje de salida. Se puede observar que la terminal 2 del amplificador tiene el mismo voltaje que la terminal 3, esto es porque acorde a las reglas, no habrá diferencia de voltaje entre las terminales de entrada, quedando de la siguiente manera [33].

$$V_{in} = V_{out} \quad (3.38)$$

Este arreglo es importante para acoplar impedancias y no tener atenuaciones de amplitud en las señales. Como ejemplo, considérese el mismo arreglo del amplificador inversor de la Figura 3.9, con la diferencia de que en lugar de utilizar una fuente de voltaje se le conecta un generador de funciones. La desventaja de utilizar equipos como este, es que internamente tienen una impedancia, la cual suele venir indicada en la placa de datos del equipo. Este valor puede repercutir en los resultados. En la Figura 3.19 se observa el circuito del amplificador inversor. R_3 es la resistencia

interna de la fuente. Para este ejemplo se le dio un valor de $90\ \Omega$, este valor es para fines demostrativos para observar el efecto que puede producir la resistencia interna de los equipos en la señal resultante.

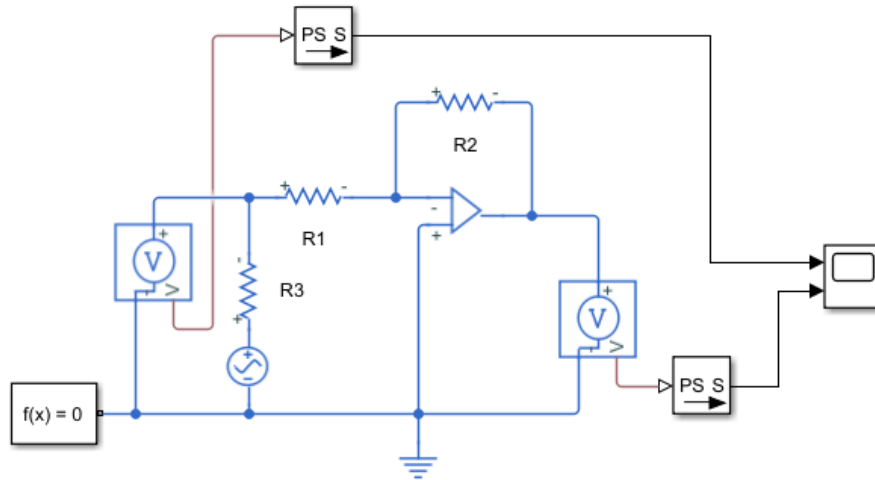


Figura 3. 19: Amplificador en modo inversor, considerando la resistencia interna de la fuente ($R3=90\Omega$).

Anteriormente se obtuvo una ganancia de 2 con valores para $R1=3K\Omega$ y $R3=6K\Omega$. En este resultado no fue considerada la resistencia interna de la fuente. Para ver el comportamiento de la señal resultante considerando una resistencia de la fuente $R3 = 90\ \Omega$, se sustituyen los nuevos valores en la ecuación 3.4 obteniendo el siguiente resultado.

$$V_{out} = -1\ V \left(\frac{6000\ \Omega}{3090\ \Omega} \right) = -1.9\ V$$

Este resultado se puede observar en la Figura 3.20. La señal de entrada es la de color rojo y la señal de salida es la de color azul con una amplitud de 1.9 V. El valor de la resistencia interna de la fuente tuvo un efecto en el resultado final. Comprobando que el acoplamiento de impedancias de los dispositivos electrónicos es importante para obtener los resultados deseados, a continuación, se considerará el mismo circuito de la Figura 3.19 con un amplificador operacional en modo seguidor de voltaje entre $R3$ y $R1$ y se comprobará que este circuito tiene la misma ganancia de 2, considerando la resistencia interna de la fuente de alimentación.

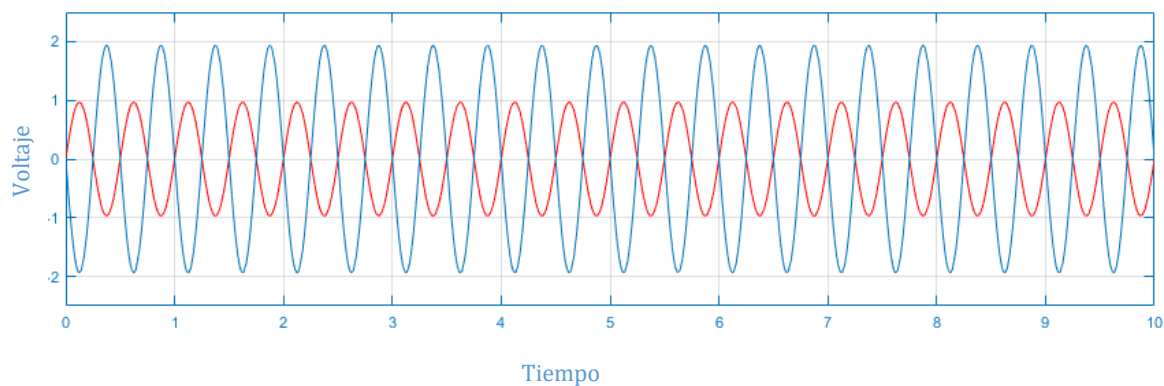


Figura 3. 20: Gráfica resultante de la Figura 3.19, en donde se considera la resistencia interna de la fuente.

En la Figura 3.21 se observa la aplicación del amplificador operacional en modo seguidor de voltaje para acoplar las impedancias de la fuente y del circuito amplificador inversor. Se tiene una resistencia interna de la fuente de $90\ \Omega$ representada por R_3 , R_1 y R_2 tienen los mismos valores del circuito de la Figura 3.19.

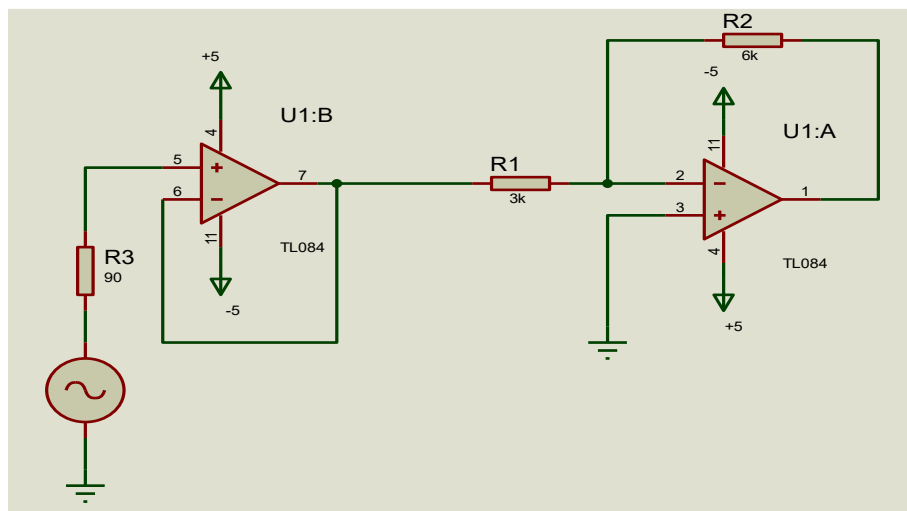


Figura 3. 21: Aplicación del seguidor de voltaje en el circuito amplificador inversor.

Como se mencionó antes el voltaje de entrada del seguidor de voltaje es el mismo al voltaje de salida, con este circuito garantizamos que sin importar la resistencia interna de la fuente de $90\ \Omega$ tendremos el mismo voltaje de la fuente en R_1 .

Garantizando el comportamiento del circuito de la Figura 3.19 como un amplificador inversor con una ganancia de 2, en la Figura 3.22 se puede observar la señal de entrada en color amarillo con una amplitud de 1 V y la señal de salida de color magenta con una amplitud de 2 V. Con esto se comprueba el funcionamiento del amplificador operacional en modo seguidor de voltaje, obteniendo la misma ganancia de 2 para el circuito de la Figura 3.21.

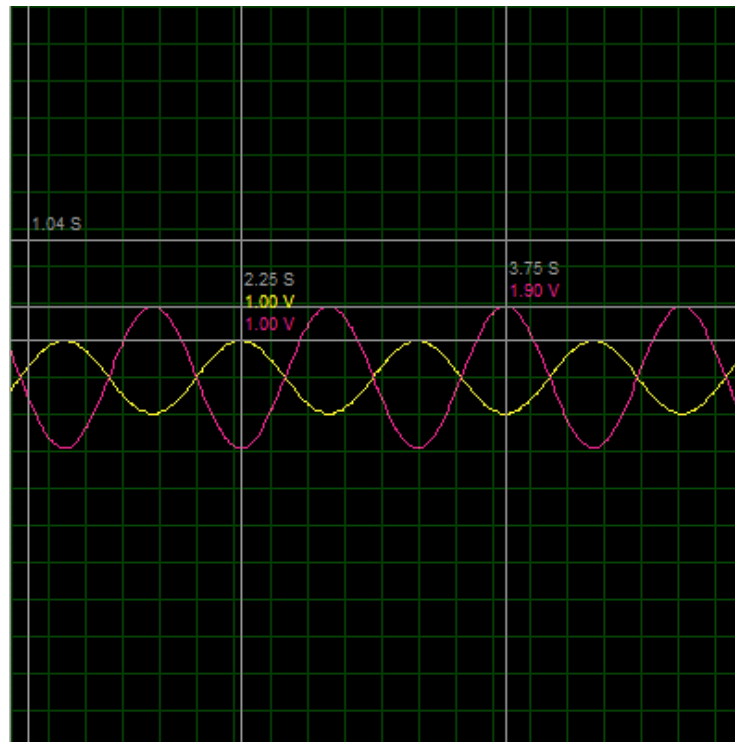
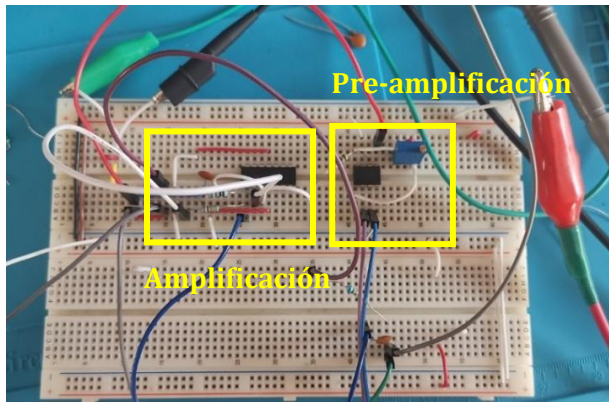


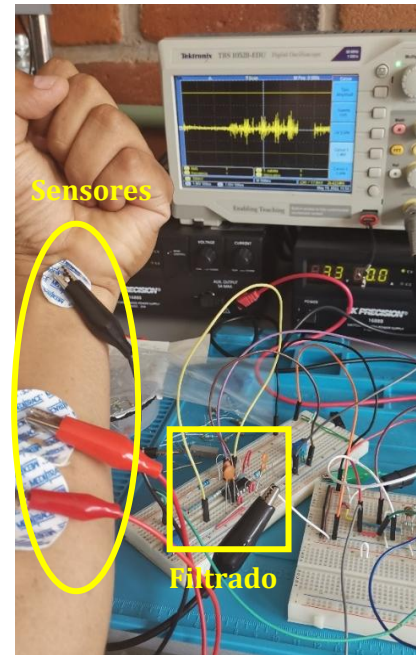
Figura 3. 22: Resultados obtenidos de la Figura 3.21.

A continuación, se describe el proceso que se llevó a cabo para la implementación del sistema de adquisición de señales sEMG. En la Figura 2.11 se observa el diagrama de bloques para las diferentes etapas que fueron desarrolladas en este trabajo. Primero fueron simuladas y posteriormente se hicieron prototipos en el protoboard y en PCB. La etapa de los sensores fue la primera en desarrollarse, sin esta parte no se habría podido medir los potenciales de acción de las unidades motoras (UM). Posterior al desarrollo de la primera etapa se buscó primero una pre-amplificación de las señales sEMG con el uso de amplificadores de instrumentación. A diferencia de los amplificadores operacionales (op-amp), estos dispositivos tienen la característica de

alcanzar ganancias de hasta 10000 y son ideales para señales débiles como lo son las señales sEMG. Una etapa crítica para obtener buenos resultados es la etapa de filtrado. En el medio ambiente existen varias fuentes que pueden distorsionar nuestras señales sEMG, por ejemplo, el ruido de la red de 60 Hz, el ruido producido por la diafonía, es decir, señales de otros órganos como el corazón que se alcanzan a medir por una mala colocación de los sensores entre otras fuentes de ruido. En este trabajo se utilizó un microcontrolador STM32F411 el cual solo es capaz de medir señales positivas. Las señales sEMG son señales alternas las cuales se tuvieron que acondicionar para que el microcontrolador fuera capaz de medirlas. Para esto se utilizó una etapa en la cual se le sumó una señal de 1.5 V aproximadamente para que la señal se mantuviera en el cuadrante positivo y el microcontrolador pudiera medir y posteriormente digitalizar. Primero se describe el desarrollo llevado a cabo con los amplificadores operacionales en sus diferentes configuraciones, como lo son, seguidor de voltaje, amplificador no inversor y el sumador de señales. Las primeras pruebas del prototipo fueron ensambladas en el protoboard, en donde fueron consideradas las etapas de pre-amplificación, filtrado, amplificación y acondicionamiento de señal. Cabe mencionar que fueron utilizados electrodos húmedos de plata/cloruro de plata para validar el funcionamiento del circuito. En la Figura 3.23 se observan los primeros prototipos ensamblados en protoboard. La desventaja de utilizar estos dispositivos de conexión es que existen efectos capacitivos por el diseño de sus placas internas. También aumenta la probabilidad de falsos contactos y la distorsión de las señales sEMG por las diferentes fuentes de ruido. Para este tipo de circuitos se recomienda utilizar formas más estables de ensamblar los circuitos como las PCB's. En la Figura 3.23a se puede observar la etapa de pre-amplificación y amplificación. Para la primera etapa se utilizaron los amplificadores de instrumentación INA114 y AD620. Para la etapa de amplificación fueron utilizados los op-amp LM324 y TL084. Por otra parte, en la Figura 3.23b se observa la etapa de filtrado y la de los sensores. En la etapa de filtrado se utilizó un filtro pasa bandas de segundo orden con una configuración Sallen Key.



a



b

Figura 3. 23: Prototipo para adquisición de señales sEMG en protoboard. a) Etapa de pre-amplificación y amplificación. b) Etapa de medición (sensores de plata cloruro de plata) y filtrado con filtro pasa bandas.

En las primeras pruebas realizadas para la adquisición de las señales sEMG se consideró únicamente la etapa de pre-amplificación, filtrado y acondicionamiento de las señales. El problema con este esquema es la saturación que presentaban las señales, es decir, el voltaje de salida era mayor al voltaje de entrada provocando que la señal no se pudiera distinguir en el osciloscopio. La saturación se presenta cuando el amplificador operacional amplifica una señal mayor a su voltaje de alimentación. Considerando el circuito de la Figura 3.21, utilizando un valor para de $R1 = 1\text{ k}\Omega$ y con la ecuación 3.4 se calcula el nuevo valor para el voltaje de salida, comprobando que es mayor al voltaje de entrada.

$$V_{out} = -1\text{ V} \left(\frac{6000\ \Omega}{1090\ \Omega} \right) = -5.5\text{ V}$$

El voltaje teórico que se tiene a la salida del amplificador es mayor a su alimentación. Lo anterior provoca que el circuito se sature y no sea capaz de amplificar una señal con amplitud mayor a su voltaje de alimentación. Considerando el resultado obtenido anteriormente de -5.5 Vcc , se esperaría una señal con un corte

a los ± 5 Vcc, ya que es el valor de la fuente de alimentación, pero en la práctica esto no siempre se cumple y dependerá de las características del amplificador operacional que se utilice. Existe una franja donde el amplificador tiene una respuesta lineal de ganancia y dependerá de su construcción interna y del voltaje de alimentación. En la Figura 3.24a se observa la señal de entrada de color amarilla con una amplitud de ± 1 V y la señal de salida de color azul con una amplitud de ± 3.85 V, en base a los cálculos realizados anteriormente se esperaría ver una señal de salida con una amplitud máxima de ± 5 V, pero dependerá del tipo de amplificador operacional y sus características internas. En la Figura 3.24b se tiene la misma señal de entrada con amplitud de ± 1 V, para el siguiente ejemplo se utilizó un valor de $R_2 = 3.5$ k Ω y la misma alimentación de ± 5 Vcc, sustituyendo estos valores en la ecuación 3.4 se obtuvo un voltaje de salida con amplitud de ± 3.5 Vcc. Pero en la práctica se consiguió una señal con una amplitud máxima de ± 3.41 Vcc. Con lo anterior se concluye que para ganancias mayores a ± 3.4 Vcc el amplificador operacional TL084 se empieza a saturar. Existen modelos de amplificadores llamados rail to rail capaces de manejar voltajes de entrada y salida cercanos al voltaje de alimentación sin sufrir la saturación y atenuación de las señales. En este trabajo fue utilizado un voltaje de alimentación de ± 3.3 V, siendo el mismo voltaje del sistema de adquisición de señales sEMG.

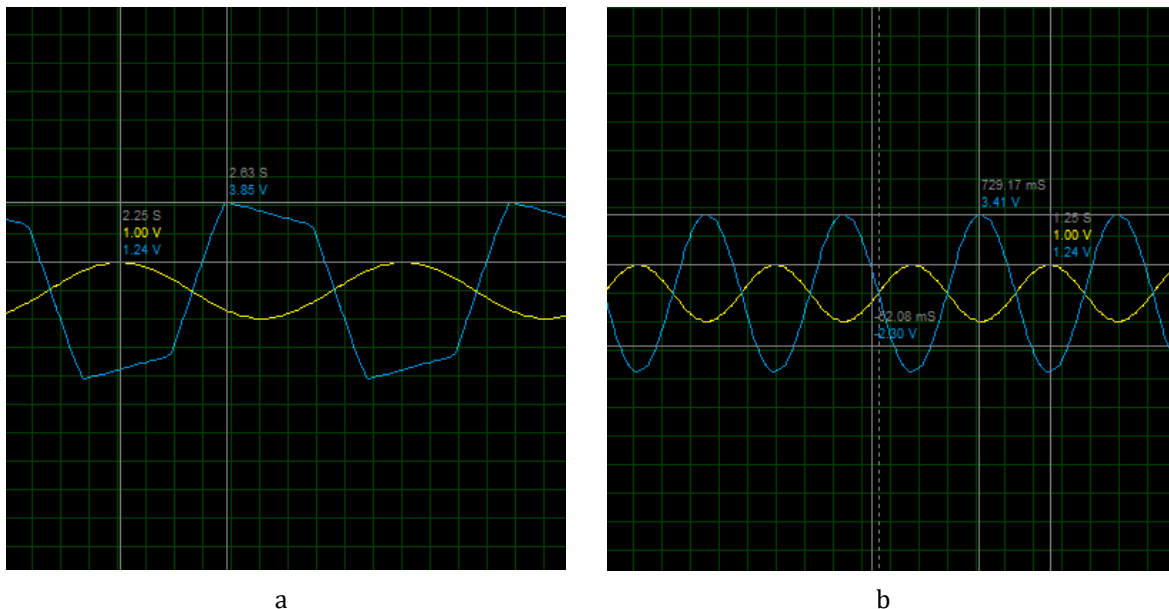


Figura 3. 24: a) Señal de salida teórica de ± 5 Vcc y saturación a los ± 3.85 Vcc. b) Señal de salida teórica de 3.5 Vcc y saturación a los ± 3.41 Vcc

3.3. Filtros.

En la electrónica existen los filtros pasivos y activos. Los primeros se construyen utilizando resistencias, capacitores e inductores. Este tipo de filtros generalmente se utilizan con frecuencias por encima de 1 MHz, no tienen ganancia de potencia y son relativamente difíciles de sintonizar. Por otro lado, los filtros activos se construyen utilizando resistencias, capacitores y amplificadores operacionales. Son utilizados con frecuencias menores a 1 MHz, tienen ganancia de potencia y son fáciles de ajustar. El concepto de filtro consiste en seleccionar una frecuencia que pueda pasar por una red, es decir, puede separar señales deseadas de las no deseadas, bloquear las señales de interferencia, mejorar el sonido y el video, por nombrar algunas aplicaciones. El diseño de un filtro consiste en seleccionar un ancho de banda o frecuencia de corte. Una vez que se tienen definidas las frecuencias a utilizar se procede a diseñar y seleccionar el tipo de filtro que más se ajuste a la aplicación. A continuación, se explicará el funcionamiento y el diseño de los filtros pasivos y activos para entender su funcionamiento. Cabe mencionar que en este trabajo solo fueron utilizados filtros activos, ya que este tipo de filtros son más precisos y fiables para el filtrado de las señales sEMG.

3.3.1. Filtros pasivos.

Para entender el funcionamiento básico de un filtro en general, es importante mencionar que los filtros pasivos son contruidos mediante resistencias, capacitores y bobinas. Para el diseño de un filtro se necesita definir la frecuencia de corte para diseñarlo y determinar el valor de las resistencia, capacitores y bobinas. Antes de comenzar con la explicación del diseño se debe comprender que es la reactancia capacitiva e inductiva y cómo se comporta en función de la frecuencia. También se describirán los arreglos típicos de los filtros pasa bajas y pasa altas en función del arreglo de los capacitores y resistencias. La resistencia de un circuito eléctrico se define como la oposición al paso de los electrones en un circuito. Lo mismo pasa con los capacitores e inductores, existe una resistencia al paso de la corriente y es llamada reactancia, puede ser capacitiva o inductiva dependiendo del elemento que estemos utilizando. Para explicar el funcionamiento básico de los filtros solo fueron considerados filtros diseñados con resistencias y capacitores. Por lo anterior, la

reactancia que se estará definiendo para los cálculos y el diseño será la reactancia capacitiva y está dada por la ecuación 3.39.

$$X_c = \frac{1}{2\pi fC} \quad (3.39)$$

Con la ecuación 3.39 se puede deducir el comportamiento de un capacitor en función de su reactancia capacitiva. Analizando la ecuación, se puede observar que si el valor de la frecuencia es muy grande o tiende a infinito el resultado de la reactancia capacitiva será 0, es decir, el capacitor se comportara como un cortocircuito. Para entender mejor obsérvese la Figura 3.25, el capacitor al tener una reactancia capacitiva muy pequeña estará en cortocircuito entre V_{out} y GND, si $V_{in} = 3V$ el valor de $V_{out} = 0$. Con lo anterior se puede concluir que las frecuencias altas provocaran la atenuación de la señal de entrada. Por otro lado, si las frecuencias son muy pequeñas o tienden a cero, el valor de la reactancia será infinita, esto provocará que el capacitor tenga un valor de reactancia muy grande provocando que el capacitor se comporte como un circuito abierto entre V_{out} y GND. En conclusión, con el valor de $V_{in} = V_{out}$, se puede afirmar que las frecuencias pequeñas se atenuaran ligeramente. Algunos puntos importantes sobre el diseño y el comportamiento de los filtros se abordarán más adelante y se comprobará que los filtros tendrán una atenuación con respecto a la señal original de 3 dB. Con lo mencionado anteriormente el circuito de la Figura 3.25 es un filtro pasa bajas, dejando pasar las frecuencias bajas y filtrando las frecuencias altas. Un dato importante en el diseño de los filtros es conocer las frecuencias de corte para determinar los valores de R y C, de esta manera se obtienen las frecuencias a las que el filtro atenúa o deja pasar las señales.

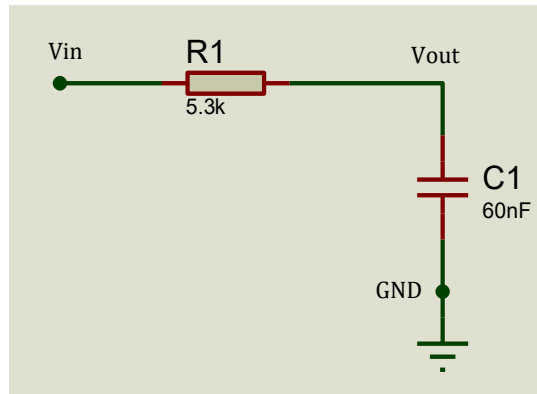


Figura 3. 25: Filtro pasivo pasa bajas con una frecuencia de corte de 500.48 Hz.

Considerando como ejemplo el filtro pasa bajas de la Figura 3.25. Para conocer su diagrama de bode, el cual es una representación gráfica de la respuesta en frecuencia del filtro y que ayuda a comprobar si el diseño del filtro es el adecuado considerando la frecuencia de corte a la cual fue diseñado. De la ecuación 3.39 se despeja la frecuencia quedando de la siguiente manera.

$$f = \frac{1}{2\pi X_c C} \quad (3.40)$$

A continuación, se sustituyen los valores de R y C en la ecuación 3.40 para obtener la frecuencia de corte de este filtro.

$$f = \frac{1}{2\pi(5300\Omega)(60 \times 10^{-9}F)}$$

$$f = 500.48 \text{ Hz}$$

La frecuencia de corte del filtro de la Figura 3.25 es de 500.48 Hz. Ahora se obtiene el diagrama de bode y se comprueba si el diseño es el correcto. En la Figura 3.26 se observa el diagrama de bode utilizando el software PROTEUS.

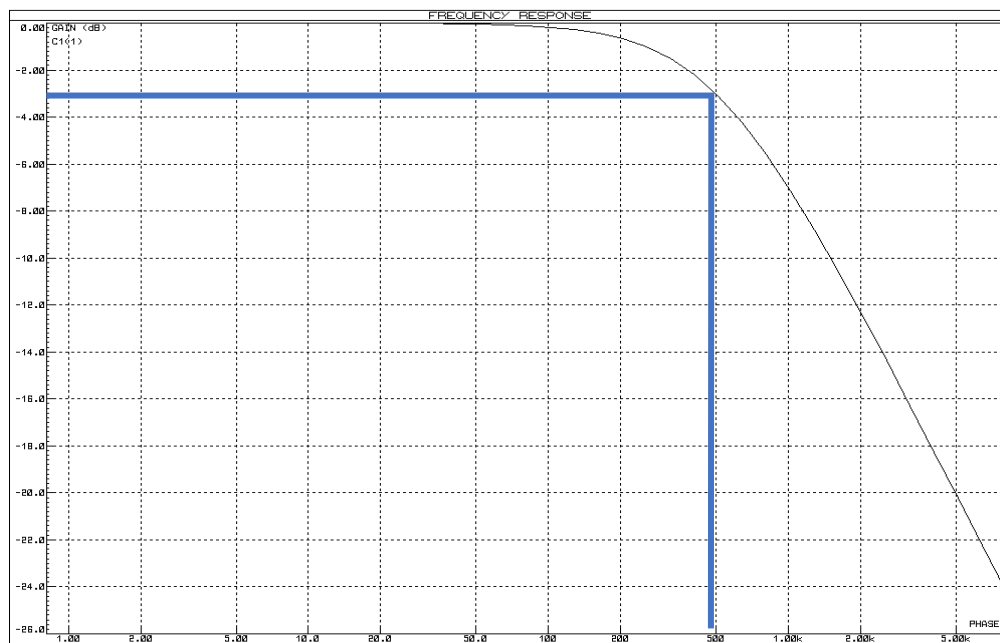


Figura 3. 26: Diagrama de bode del filtro pasivo pasa bajas.

El orden de un filtro es una medida que describe su rendimiento y complejidad. A medida que el orden aumenta la respuesta en frecuencia se va acercando al comportamiento de un filtro ideal. La pendiente de la gráfica en la Figura 3.26, muestra que tan abruptamente el filtro atenúa las frecuencias fuera de la banda de paso o frecuencia de corte. La pendiente se puede reducir aumentando el orden del filtro, pero existen desventajas que se deben de tomar en cuenta, por ejemplo, el circuito se vuelve más robusto porque se necesitan más elementos para su construcción. También puede introducir más distorsión de fase en la señal de salida, es decir, la señal de salida con respecto a la señal de entrada tendrá un desfase en el tiempo lo cual podría tener inconvenientes al momento de obtener los resultados. Un dato importante en el diseño de los filtros tiene que ver con la frecuencia de corte, con esto se conoce si el comportamiento del filtro es el adecuado. Para lo anterior, se define como la frecuencia de corte a la zona en donde la señal original se atenúa -3 dB. Para entender esto, obsérvese la Figura 3.26, los -3 dB se encuentran en el eje y, indican que la señal resultante será aproximadamente un 70 % con respecto a la señal original. Para comprobar el valor de la frecuencia de corte, se ubica en -3 dB de tal manera que se pueda trazar una línea imaginaria hasta que toque la pendiente del diagrama de bode. Una vez hecho esto, se hace otra línea imaginaria en dirección hacia el eje x para obtener

la frecuencia de corte y comprobar el valor teórico con el valor gráfico. Aplicando lo dicho anteriormente en la Figura 3.26, la frecuencia de corte es de 500 Hz, lo que coincide con el valor teórico de 500.48 Hz. De esta manera se puede comprobar que el diseño del filtro para una frecuencia de corte de 500 Hz es el adecuado.

Ahora supóngase que el sistema necesita filtrar las frecuencias por debajo de los 500 Hz y dejar pasar las frecuencias por arriba de este valor. Para eso se utiliza un filtro pasa altas. En este filtro el capacitor se encuentra en serie con la señal de entrada y la resistencia está en paralelo, Figura 3.27.

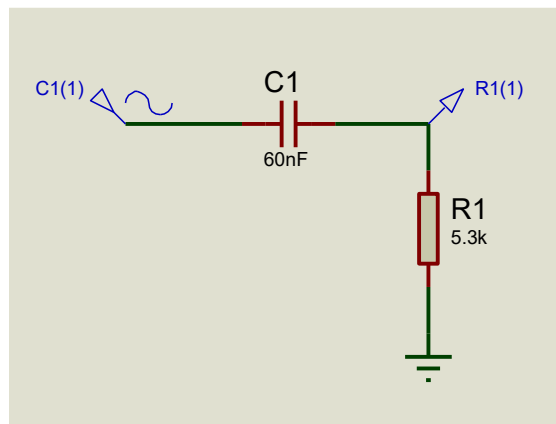


Figura 3. 27: Filtro pasivo pasa altas con frecuencia de corte de 500.48 Hz.

El filtro de la Figura 3.27 es analizado en su respuesta en frecuencia. El primer paso es conocer su frecuencia de corte. Los valores de R y C son los mismo utilizados en el filtro pasa bajas, por lo que la frecuencia de corte es de 500.48 Hz. Con los valores de $R=5.3\text{ k}\Omega$ y $C=60\text{ nF}$ se simula el filtro en PROTEUS y después se analiza su respuesta en frecuencia con su diagrama de bode. Conociendo el valor de la frecuencia de corte, se comprueba de la misma forma como se hizo para el filtro pasa bajas, Figura 3.28. Se ubica los -3 dB, después trazamos una línea imaginaria en dirección hacia la pendiente y por último sobre el eje x para encontrar la frecuencia de corte. Se comprueba que la frecuencia de corte se aproxima al valor teórico de 500.48 Hz. Comparando los diagramas de bode de ambos filtros, se observa que la pendiente estará hacia la derecha o izquierda en función del tipo de filtro, es decir, la pendiente para el filtro pasa bajas se encuentra a la derecha, permitiendo el paso de señales con frecuencias por debajo de su frecuencia de corte. Por otro lado, la pendiente del filtro pasa altas se encuentra a la izquierda, permitiendo el paso de señales con frecuencias superiores a su

frecuencia de corte. Para concluir, en el filtro pasa altas ahora se utiliza una frecuencia de corte de 20 Hz, se busca en el eje x la frecuencia de 20 Hz, después se traza una línea en dirección a la pendiente hasta que la toque y por último ubicándose en el eje y, encontrando el valor de la atenuación que tendrá esta señal. Con lo anterior, se concluye que para una señal con una frecuencia de 20 Hz se tiene una atenuación de -28 dB, comprobando una vez más el correcto funcionamiento del filtro pasa altas.

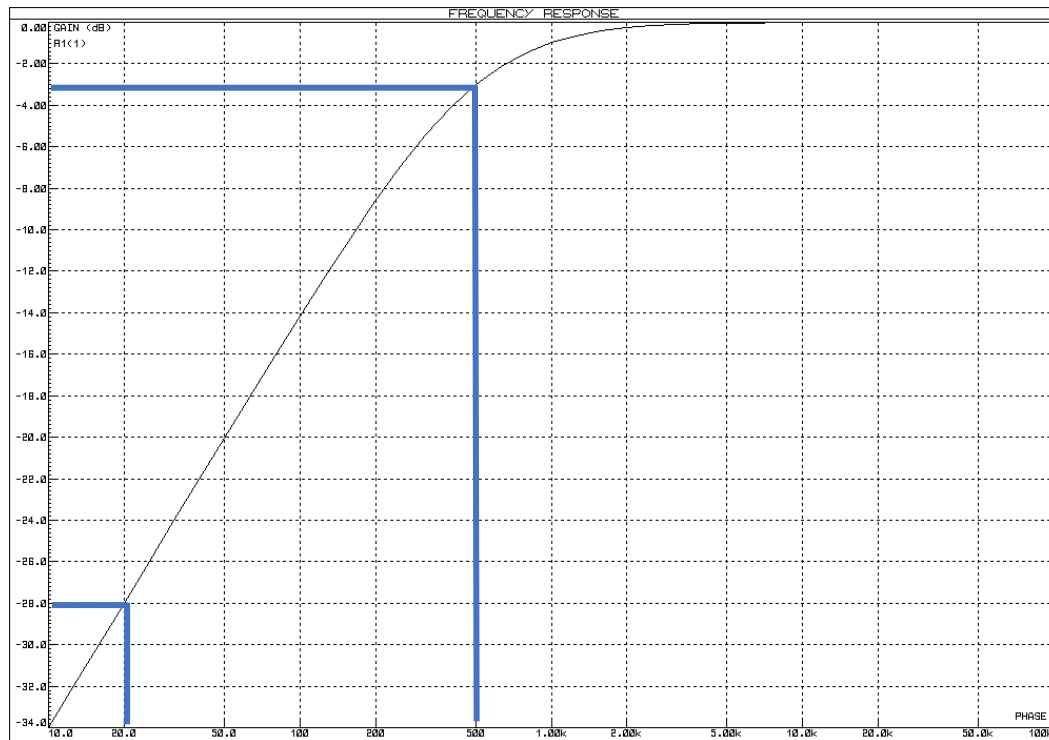


Figura 3. 28: Diagrama de bode del filtro pasa altas. Atenuación de 28 dB a una frecuencia de 20 Hz.

A continuación, se analizarán las pruebas realizadas en el laboratorio con filtros activos. Este tipo de filtros tiene la particularidad de utilizar amplificadores operacionales y proporcionar ganancias que dependerá del valor de sus componentes. El objetivo de explicar el funcionamiento de los filtros pasivos es comprender y analizar la respuesta en frecuencia, que será de gran utilidad al momento de analizar los resultados que se obtuvieron en el laboratorio con los filtros activos.

3.3.2. Filtros activos.

El diseño de estos filtros se basa en utilizar elementos activos, de aquí su nombre, como lo son los amplificadores operacionales que proporcionaran a las señales la amplificación necesaria, así como los elementos pasivos como resistencias y capacitores que proporcionan selectividad. A continuación, se describen las pruebas realizadas en el laboratorio para el desarrollo de este trabajo. Primero se explica el filtro pasa bandas. Este filtro es el resultado de unir un filtro pasa bajas y pasa altas. En la Figura 3.29 se puede observar el diagrama de bode característico de un filtro pasa bandas. De esta figura se deduce que tiene una frecuencia de corte inferior y superior, es decir, el comportamiento de este filtro consiste en dejar pasar frecuencias que se encuentren dentro de un ancho de banda resultado de las frecuencias de corte de los filtros pasa bajas y pasa altas.

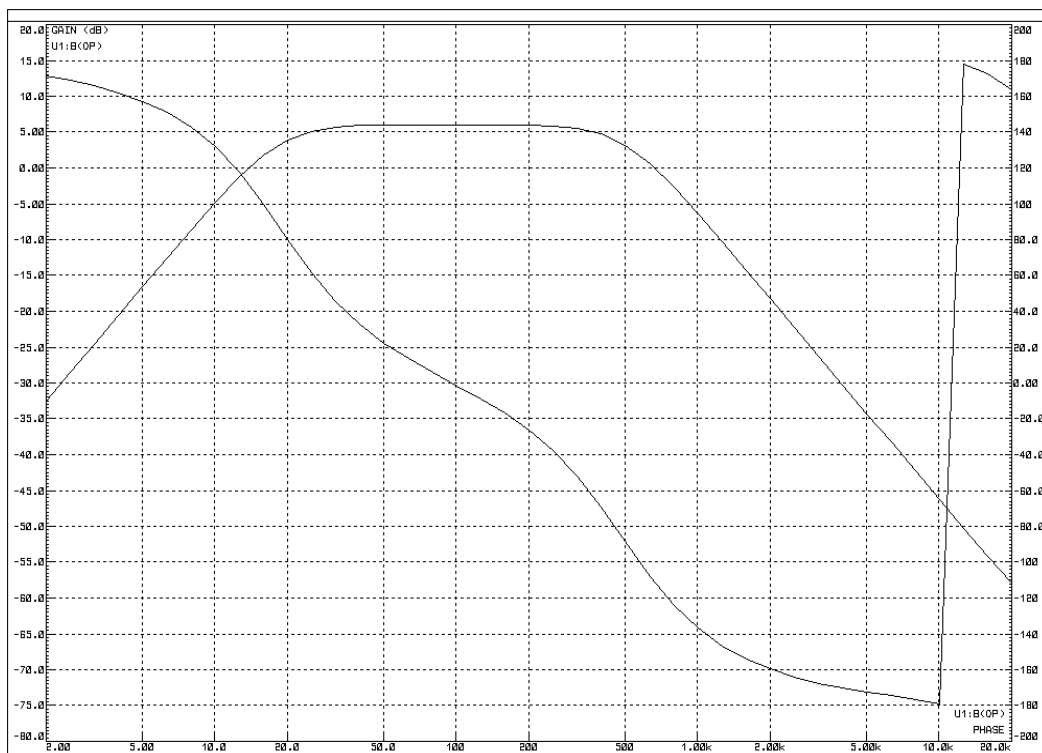


Figura 3. 29: Diagrama de bode de un filtro pasa bandas.

El rango de frecuencias de interés para las señales sEMG es de 20 Hz a 500 Hz. Los cálculos realizados para el filtro pasa bajas, a la frecuencia de corte de 500 Hz, es el necesario para que las frecuencias por encima de este valor se atenúen. Para el desarrollo de este proyecto fue considerado un filtro pasa bandas de segundo orden. El objetivo era diseñar un circuito lo más compacto posible para que se pudiera integrar en un solo módulo la etapa de los electrodos, filtrado y adquisición. Se desglosará el diseño que se llevó a cabo para el filtro pasa bandas de segundo orden. En la Figura 3.30 se muestra una de las configuraciones más comunes utilizada para filtros de segundo orden llamada Sallen Key.

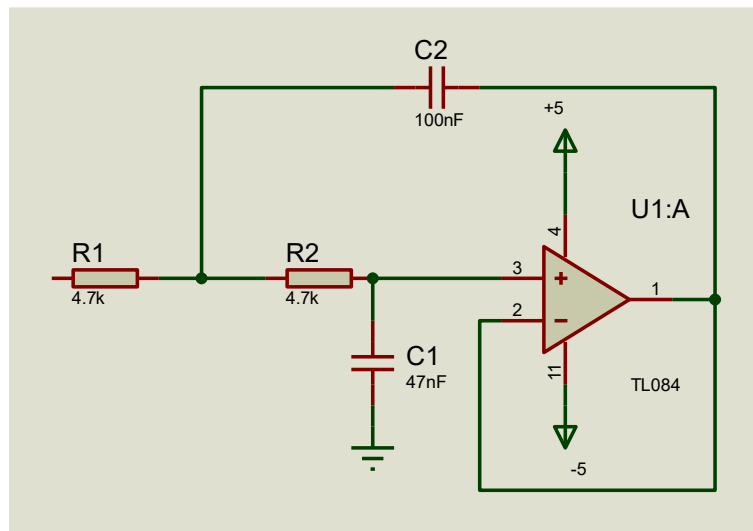


Figura 3. 30: Filtro pasa bajas de segundo orden Sallen Key.

Para calcular la frecuencia de corte de este filtro primero es necesario conocer las frecuencias de corte. Ya que las frecuencias de interés de las señales sEMG tienen un ancho de banda de 20 Hz a 500 Hz, con este dato se realiza el diseño del filtro. Se inicia calculando los valores de R y C, cuando se tienen valores de R y C diferentes. Se utilizará la ecuación 3.41 para determinar la frecuencia de corte.

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (3.41)$$

En el caso de que los valores de resistencia y capacitancia sean iguales se utiliza la ecuación 3.42, en donde $R_1=R_2=R$ y $C_1=C_2=C$.

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3.42)$$

Asignando un valor para $R=4.7 \text{ k}\Omega$, despejando C de la ecuación 3.42 y determinando C para una frecuencia de corte de 500 Hz, resulta la ecuación 3.43

$$C = \frac{1}{2\pi R f_c} \quad (3.43)$$

Sustituyendo los valores y analizando su respuesta en frecuencia con su diagrama de bode. Nota: es importante mencionar que para fines prácticos se deben de seleccionar valores de R y C comerciales.

$$C = \frac{1}{2\pi(4700\Omega)(500\text{Hz})}$$

$$C = 67.725 \text{ nF}$$

Ya que se conocen los valores de $R=4.7 \text{ k}\Omega$ y $C=67.725 \text{ nF}$, con ellos se puede comprobar la frecuencia de corte de 500 Hz y con la ecuación 3.42, obteniendo el siguiente resultado.

$$f_c = \frac{1}{2\pi(4700\Omega)(.000000067725\text{F})} = 500 \text{ Hz}$$

Para fines prácticos estos valores no se pueden utilizar, ya que depende de los valores comerciales que hay en el mercado. Si se utiliza la fórmula 3.42 la frecuencia de corte tendrá un valor diferente de 500 Hz porque los valores comerciales de capacitancia son distintos de 67.72 nF. En este punto conviene utilizar la ecuación 3.41 para valores de R y C diferentes. Asignando un valor para $R_1=R_2=4.7 \text{ k}\Omega$, y para los capacitores C_1 y C_2 los valores comerciales más próximos al valor de 67.72 nF, es el valor $C_1=47 \text{ nF}$. Con este dato se despeja C_2 de la ecuación 3.41, se obtiene lo siguiente.

$$C_2 = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 R_1 R_2 C_1}$$

Ya establecidos los valores de R1, R2 y C1 se busca calcular el valor de C2 y comprobar la frecuencia de corte, que está definida por el ancho de banda de las señales sEMG. Sustituyendo los valores se obtiene el siguiente resultado.

$$C_2 = \frac{1}{(2\pi * 500Hz)^2 (4700\Omega)(4700\Omega)(47nF)} = 97.59 nF$$

El valor comercial más cercanos para C2 = 100 nF. Es importante mencionar que los capacitores utilizados son cerámicos. Ahora sustituyendo los valores en la ecuación 3.41 para obtener la frecuencia de corte real de este filtro pasa bajas.

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{(4700\Omega)(4700\Omega)(100nF)(47nF)}} = 493 Hz$$

Una vez diseñado el filtro pasa bajas se aplica el mismo procedimiento para el filtro pasa altas y así obtener los valores de R y C para una frecuencia de corte de 20 Hz. Es importante mencionar que para ambos filtros fue utilizado el circuito TL084 en la simulación y en la fabricación. Este modelo cuenta con 4 amplificadores operacionales encapsulados en un solo chip. Observando la Figura 3.31, los capacitores se encuentran en serie con la entrada no inversora del amplificador operacional a diferencia del filtro pasa bajas, en donde las resistencias son las que se encontraban en serie con la entrada no inversora del amplificador. Un dato para identificar el orden del filtro ya sea pasa bajas o pasa altas, es contar el número de elementos que hay en la entrada no inversora, por ejemplo, el filtro de la Figura 3.31 tiene 2 capacitores en serie con la entrada no inversora, esto permite afirmar que es un filtro pasa altas de segundo orden.

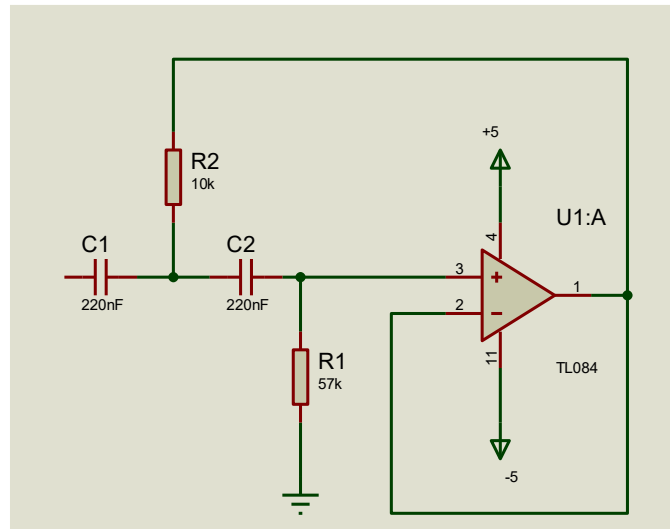


Figura 3. 31: Filtro pasa altas de segundo orden Sallen Key.

De la misma forma que se hizo para el filtro pasa bajas, se consideran valores de $R=R_1=R_2$ y $C=C_1=C_2$ para facilitar el cálculo y poder aplicar la ecuación 3.42. Para el filtro pasa bajas primero se asignó un valor a R y se calculó C . Contrario al caso anterior, para el filtro pasa altas, primero se asigna un valor a C y después se calcula R . El valor comercial propuesto para $C=200$ nF, con la ecuación 3.42 se despeja R y se obtiene la ecuación 3.44.

$$R = \frac{1}{2\pi C f_c} \quad (3.44)$$

Ahora se sustituyen los valores que ya se conocen como la capacitancia y la frecuencia de corte. Dado que la frecuencia de interés para el filtro pasa altas es de 20 Hz, a continuación, se sustituyen los valores para encontrar el valor de R .

$$R = \frac{1}{2\pi(220nF)(20Hz)} = 36171.57\Omega$$

Con el valor de R ya se puede calcular el valor de la frecuencia de corte con la ecuación 3.42, obteniendo lo siguiente.

$$f_c = \frac{1}{2\pi(220nF)(36171.57\Omega)} = 20Hz$$

Finalmente se seleccionan los valores comerciales más cercanos al valor que se obtuvo para R. Seleccionando un valor de 27 kΩ y aplicando la ecuación 3.42 con el valor anterior, la frecuencia de corte cambiaría drásticamente. Para solucionar este problema se utiliza la ecuación 3.41 para valores diferentes de R y C, y de esta ecuación se despeja R2 obteniendo lo siguiente.

$$R_2 = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 R_1 C_1 C_2}$$

Sustituyendo los valores para determinar el valor de R2 y poder determinar la frecuencia de corte real del filtro pasa altas.

$$R_2 = \frac{1}{(2\pi * 20Hz)^2 (47000\Omega)(220nF)(220nF)} = 48458.63\Omega$$

Seleccionando un valor comercial de R2 = 57 kΩ. Con este resultado ya se pueden sustituir valores en la ecuación 3.41 y obtener la frecuencia de corte real del filtro pasa altas para poder analizar su respuesta en frecuencia con su diagrama de bode.

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{(57000\Omega)(27000\Omega)(220nF)(220nF)}} = 18.44 Hz$$

En este punto ya se tienen los dos filtros que se utilizarán para este trabajo. La versatilidad de utilizar el arreglo Sallen Key es que se pueden poner en cascada ambos filtros y obtener como resultado un filtro pasa bandas de segundo orden. El orden en que se ponen los filtros no altera el resultado, al final se obtiene la misma respuesta en frecuencia. En la Figura 3.32 se puede observar el filtro pasa bandas, formado por un arreglo en cascada de un filtro pasa altas y pasa bajas.

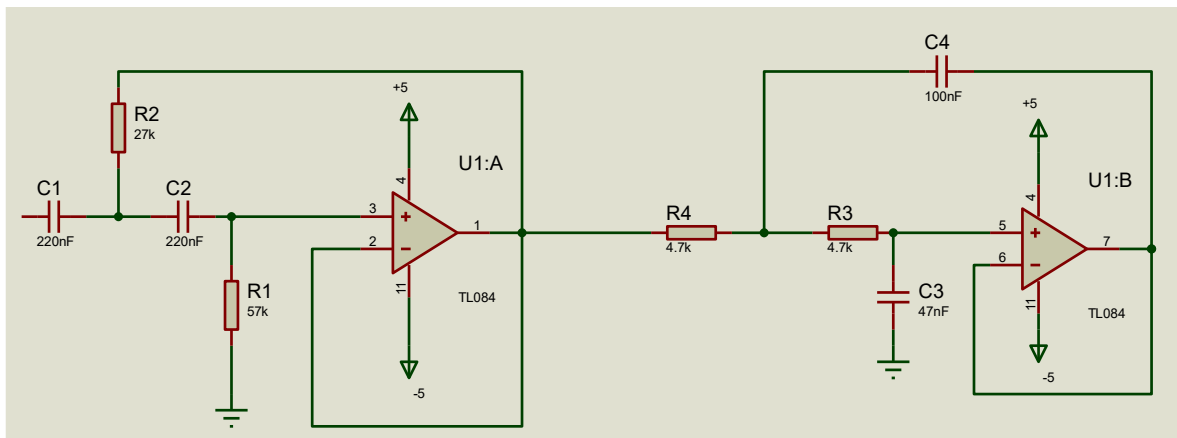


Figura 3. 32: Filtro pasa bandas formado por un arreglo en cascada de un filtro pasa altas y pasa bajas.

A continuación, se muestra el diagrama de bode del filtro pasa bandas y se hace la comparación de los cálculos teóricos. Para fines prácticos, se utiliza la frecuencia de corte de 20 Hz. El cálculo resultó en una frecuencia de corte de 18.44 Hz. Observando el diagrama de bode, y ubicándose en los -3 dB se aplica el método utilizado para encontrar la frecuencia de corte con el diagrama de bode. En la Figura 3.33 se muestra el diagrama de bode de nuestro filtro pasa bandas con una frecuencia de corte resultante de 18.3 Hz bastante cerca del resultado teórico de 18.44 Hz. Con lo anterior, se puede concluir que el diseño del filtro fue satisfactorio para las pruebas que posteriormente se mostraran. Una de las recomendaciones que se deben de tomar en cuenta en el diseño de los filtros son los valores de resistencia, estos valores deben de ser altos $> 1\text{ k}\Omega$. Valores pequeños implican problemas de distorsión en las señales y una atenuación de las señales. Adicionalmente, se buscan valores altos de resistencia en las entradas del amplificador operacional. En cuanto a los capacitores se recomiendan capacitores cerámicos. Los cambios de frecuencia y temperatura pueden provocar que la capacitancia de los capacitores electrolitos experimenten variaciones. Por otro lado, los capacitores cerámicos son más estables a estos cambios, además de no tener polaridad, punto importante al momento de realizar las conexiones, ya que una mala conexión podría dañar componentes del filtro e incluso podrían explotar.

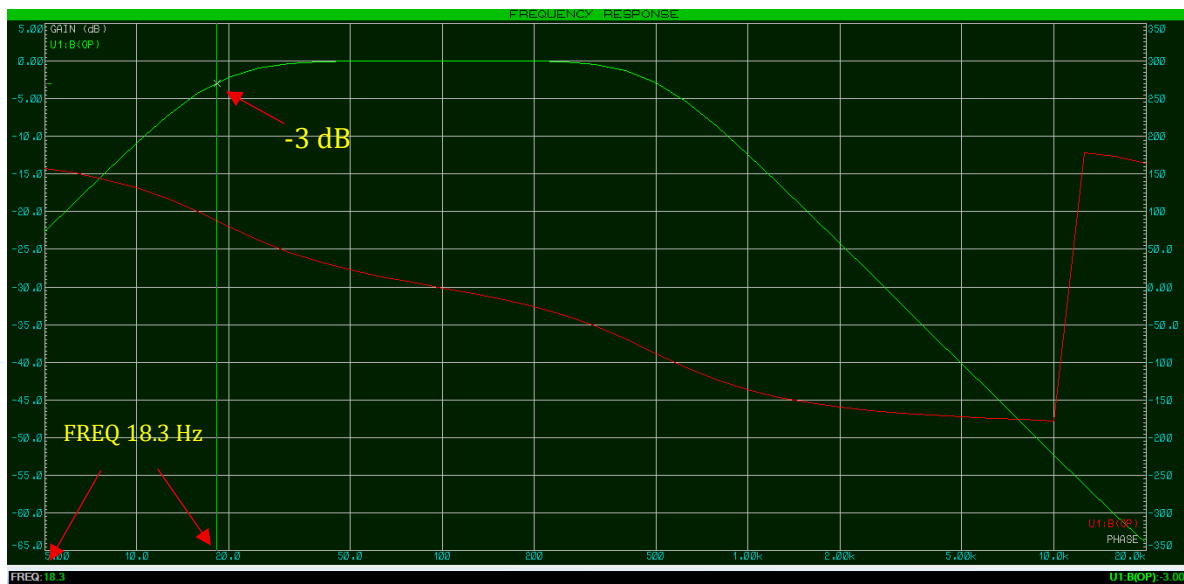


Figura 3. 33: Diagrama de bode de filtro pasa bandas de segundo orden, ancho de banda de 18.4 Hz – 493 Hz.

Hasta este punto se explicaron los conceptos básicos para entender y diseñar los filtros que se utilizaron en este trabajo. En la Figura 3.34 se observa un prototipo de un filtro pasa bandas que se ensambló en un Protoboard. El circuito consta de un amplificador operacional TL084, el cual tiene 4 amplificadores operacionales en un solo integrado. Se requieren dos amplificadores operacionales en cascada para el desarrollo del filtro pasa bandas de segundo orden (Sallen-Key). En cuanto a la fuente es importante mencionar que estos integrados requieren de un voltaje dual. La magnitud de este voltaje dependerá de las especificaciones del fabricante y para esto es importante conocer su diagrama eléctrico y sus especificaciones contenidas en su hoja de datos. Para alimentar el circuito antes mencionado fue utilizado un módulo que entrega un voltaje de salida de ± 9 Vcc.

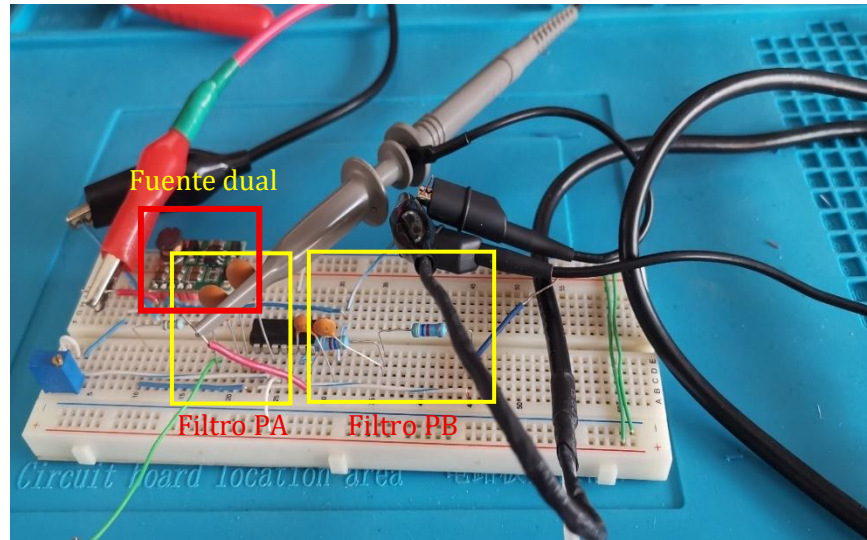


Figura 3. 34: Prototipo del filtro pasa bandas construido con el integrado TL084.

De la figura anterior se puede apreciar dos etapas, la primera está formada por el filtro pasa altas, el cual se puede identificar por los capacitores que se encuentran en serie y están conectados en el pin 3. En la segunda etapa se encuentra el filtro pasa bajas y se puede identificar por las dos resistencias en serie que están conectadas en el pin 5. Cabe mencionar que es importante conocer el diagrama eléctrico de los pines de cada circuito utilizado. En este trabajo con el objetivo de poder realizar las conexiones adecuadamente y no causar un cortocircuito se utilizó el diagrama eléctrico de la Figura 3.35 que corresponde al circuito integrado TL084.

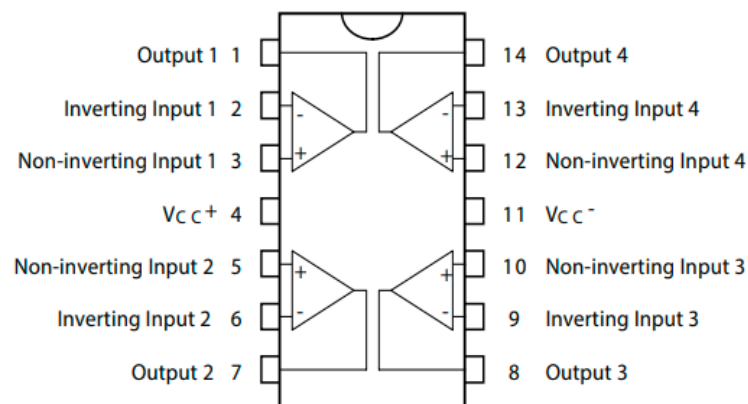


Figura 3. 35: Configuración de pines de integrado TL084 [44].

De la figura anterior se pueden apreciar los cuatro amplificadores operacionales que forman el TL084. Con este esquema se puede identificar los pines 3 y 5 mencionados anteriormente los cuales son las entradas positivas de cada etapa del filtro pasa bandas de la Figura 3.32. Para las pruebas del filtro pasa bandas fue utilizado un generador de funciones Marca: Tektronix, Modelo. En la Tabla 1 se puede observar la respuesta en frecuencia que se obtuvo con el filtro pasa bandas que se diseñó y se construyó en base a la Figura 3.32. El procedimiento para las pruebas consistió en utilizar una señal sinusoidal con una amplitud de 1.26 V. Este voltaje fue tomado de forma aleatoria. El objetivo fue conocer la respuesta en frecuencia del filtro pasa bandas al modificar la frecuencia de la señal. El ancho de banda práctico es de 18.4 Hz – 493 Hz.

Tabla 1

Respuesta en frecuencia de filtro pasa bandas

Prueba	Voltaje de prueba	Frecuencia	Voltaje de salida
1	1.26 V	4.680 Hz	80 mV
2	1.26 V	11.090 Hz	437 mV
3	1.26 V	14.450 Hz	675 mV
4	1.26 V	18.440 Hz	912.5 mV
5	1.26 V	19.150 Hz	950 mV
6	1.26 V	493.000 Hz	912.5 mV
7	1.26 V	500.000 Hz	900 mV
8	1.26 V	1.020 kHz	287.5 mV
9	1.26 V	1.580 kHz	125 mV
10	1.26 V	2.591 kHz	45 mV
11	1.26 V	3.257 kHz	28.75 mV

De la tabla anterior se puede observar el comportamiento que tuvo el filtro pasa bandas. Las pruebas 4 y 6 son las frecuencias de corte que se obtuvieron en los cálculos realizados (18.44 Hz y 493 Hz). La amplitud de la señal de prueba es de 1.26 V. Para ambos casos se obtuvo una señal de salida con magnitud de 912.5 mV. Este valor corresponde al 72.4 % de la señal original. Con esto valores se puede comprobar el punto donde el filtro comienza con la atenuación de las señales igual a -3 dB, que

corresponde al 70.7 % de la magnitud de la señal original. En la Figura 3.36 se puede observar las gráficas resultantes de la Tabla 1.

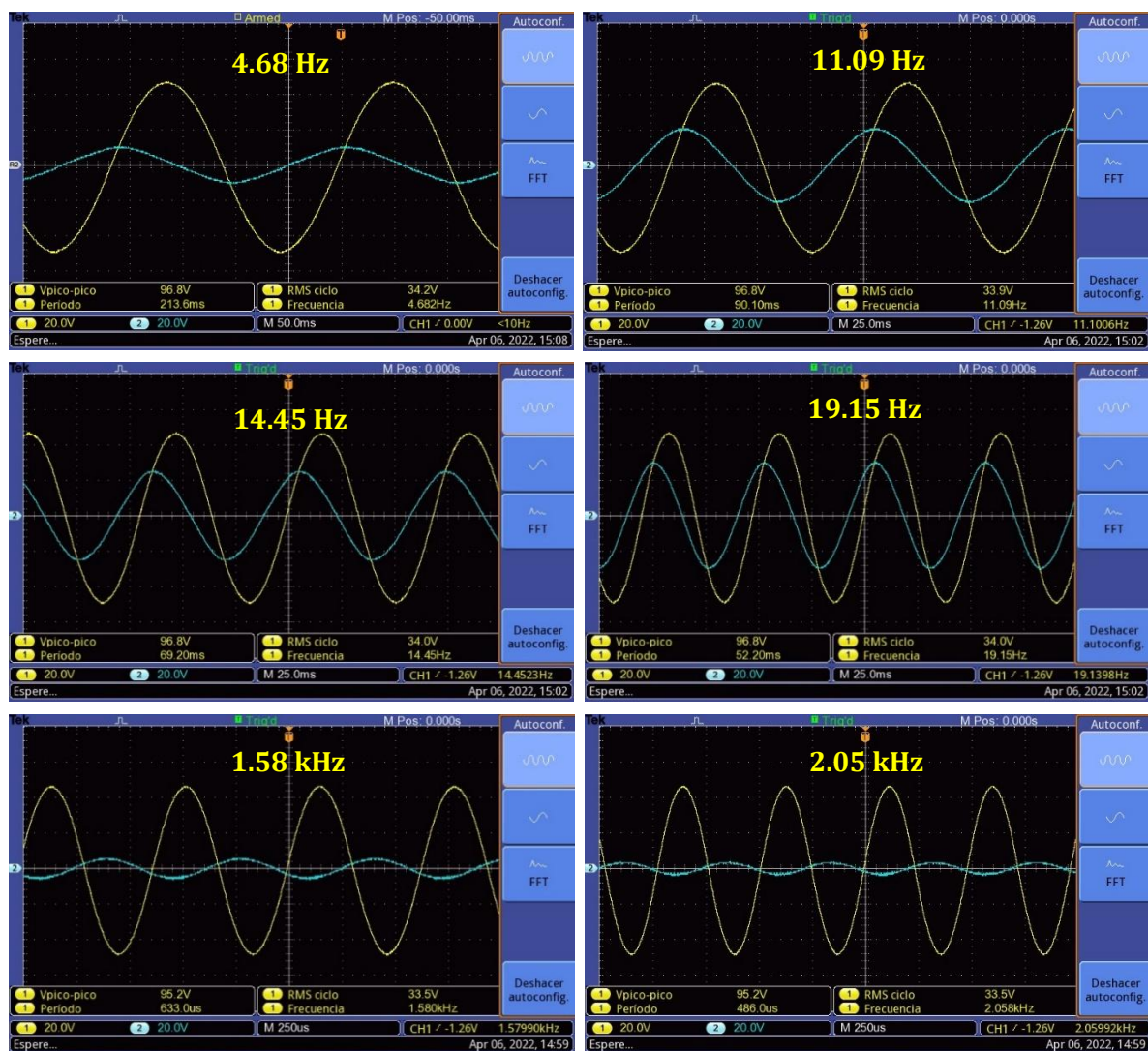


Figura 3. 36: Graficas resultantes, donde se aprecia la atenuación de las señales cuando los valores se alejan del ancho de banda calculado (18.4 Hz – 493 Hz).

Uno de los principales problemas que se tuvieron al utilizar un protoboard fueron los falsos contactos y los efectos capacitivos por el diseño de sus placas. Esto provocó que en algunos casos las señales se saturaran de ruido. Este efecto tuvo mayor impacto en las pruebas cuando se hizo la adquisición de señales sEMG. Para asegurar un correcto funcionamiento del filtro fue necesario implementar un PCB que se fabricó con una placa de cobre, a la cual se le imprimió el diseño del circuito y posteriormente se

dejó sumergida en ácido férrico, para eliminar el cobre excedente y dejar solo las pistas del diseño. Posteriormente se hicieron los orificios para instalar y soldar todos los componentes. En la Figura 3.37a se observan las pistas de cobre del circuito y en la Figura 3.37b se tiene el PCB terminado con los componentes soldados (resistencias, capacitores, TL084 y terminales de conexión).

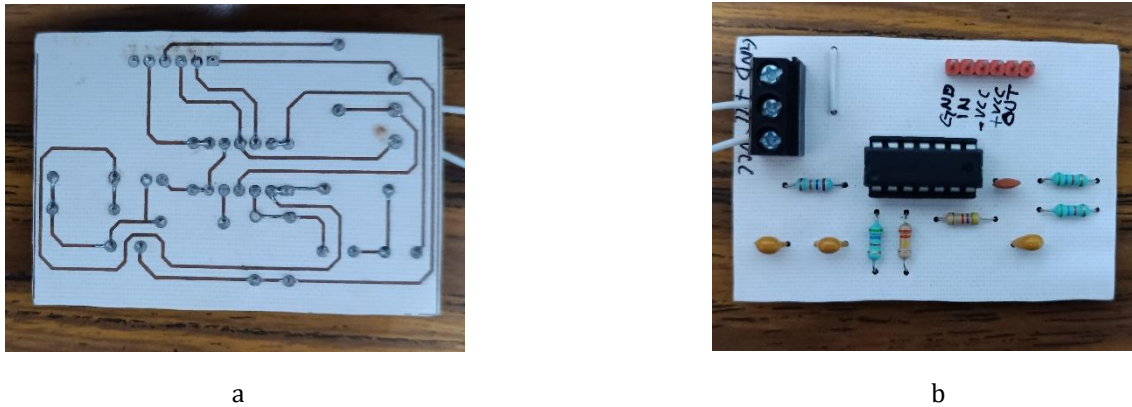


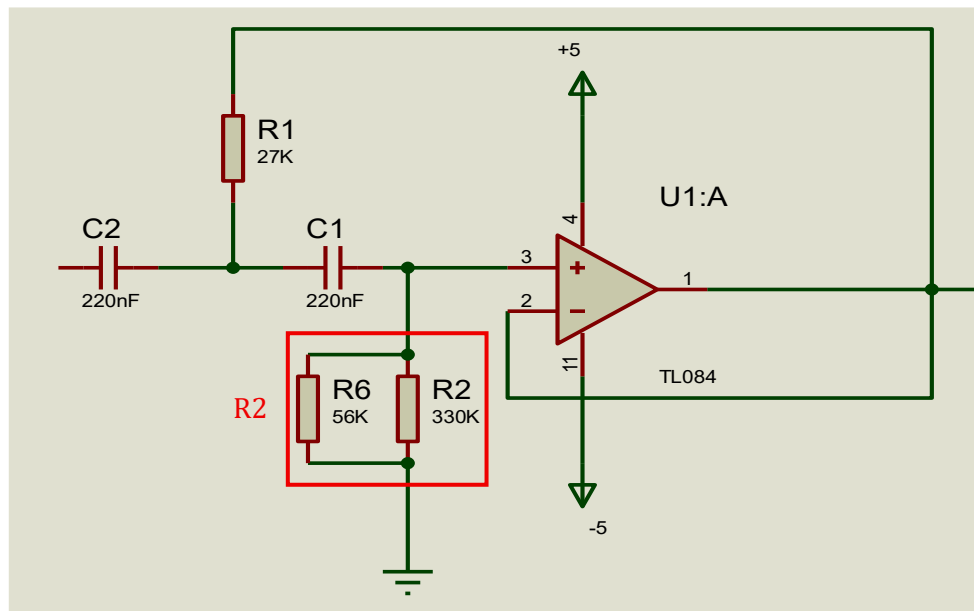
Figura 3. 37: PCB fabricada con placa de cobre. a) Diseño de pistas. b) Componentes soldados en PCB.

Aunque la respuesta en frecuencia del filtro se aproximó bastante al ancho de banda de 20 Hz a 500 Hz, se intentó utilizar resistencias variables para acercarnos aún más al valor deseado. Uno de los problemas que se tuvieron al utilizar estos elementos fue que sus valores de resistencia cambiaban drásticamente con la temperatura. Estas variaciones hicieron que el comportamiento del filtro no fuera el adecuado. Para la parte del filtro pasa altas se buscó un arreglo de resistencias en paralelo para poder obtener una mejor aproximación al valor de los 20 Hz. En Tabla 2 se observan 2 pruebas que se realizaron con valores distintos de capacitancia para intentar acercar los resultados a los valores del ancho de banda de las señales sEMG. Para la primera prueba se utilizaron los mismos valores de capacitancia de 220nF de la Figura 3.38. Con estos valores se tiene un valor para R1 y R2 distinto a los utilizados en los primeros cálculos. Para ambas pruebas se obtuvo una frecuencia de 20.88 Hz. Teniendo en cuenta los valores comerciales de resistencia se volvió a recalcular la frecuencia de corte tomando en cuenta los valores de la prueba No. 1 de la Tabla 2.

Tabla 2*Valores corregidos de resistencia para el filtro pasa altas*

No.	C(nF)	R1 (Ω)	R2 (Ω)	Frecuencia (Hz)
1	220	25581.03	46915.15	20.88
2	100	56278.27	103213.32	20.88

El valor comercial más próximo para $R1 = 27k\Omega$, para $R2$ fue necesario utilizar un arreglo en paralelo de resistencias como se muestra en la Figura 3.38 obteniendo un resultado para $R2 = 47875.65 \Omega$.

*Figura 3. 38: Filtro pasa altas con valores de R1 y R2 corregidos.*

Sustituyendo los nuevos valores de resistencia en la Fórmula 3.41 para obtener la frecuencia de corte. Como se puede apreciar se obtuvo un resultado prácticamente igual a la frecuencia de 20 Hz.

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{(47875.64\Omega)(27000\Omega)(220nF)(220nF)}} = 20.1 \text{ Hz}$$

Para el filtro pasa bajas se tomaron los mismos valores de R1, C1 y C2 de la Figura 3.30, para poder acercarnos al valor de 500 Hz, también se utilizó un arreglo de resistencias en paralelo para determinar R2 como se muestra es la Figura 3.39, obteniendo un resultado de $R2 = 4638 \Omega$.

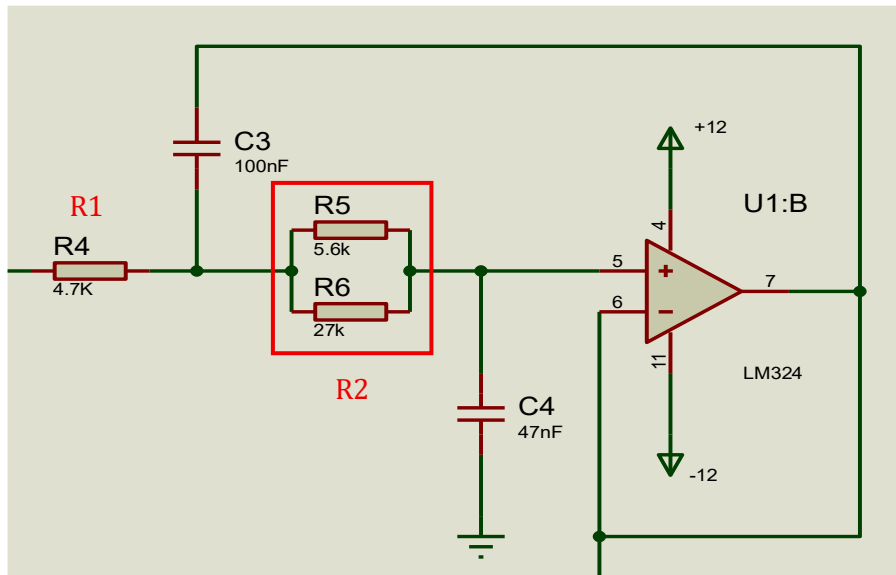


Figura 3. 39: Filtro pasa bajas con valor de R2 corregido.

Ahora se sustituye este valor en la Formula 3.41 para obtener la nueva frecuencia de corte. Se puede observar que mejoró considerablemente respecto al primer cálculo.

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{(4638.03\Omega)(4700\Omega)(100nF)(47nF)}} = 497 \text{ Hz}$$

En la Figura 3.40 se puede ver el proceso que se llevó a cabo para la fabricación de la primera versión del PCB del filtro pasa bandas, utilizando componentes tradicionales que se insertan a través de un orificio y se soldan por la cara posterior de la placa.

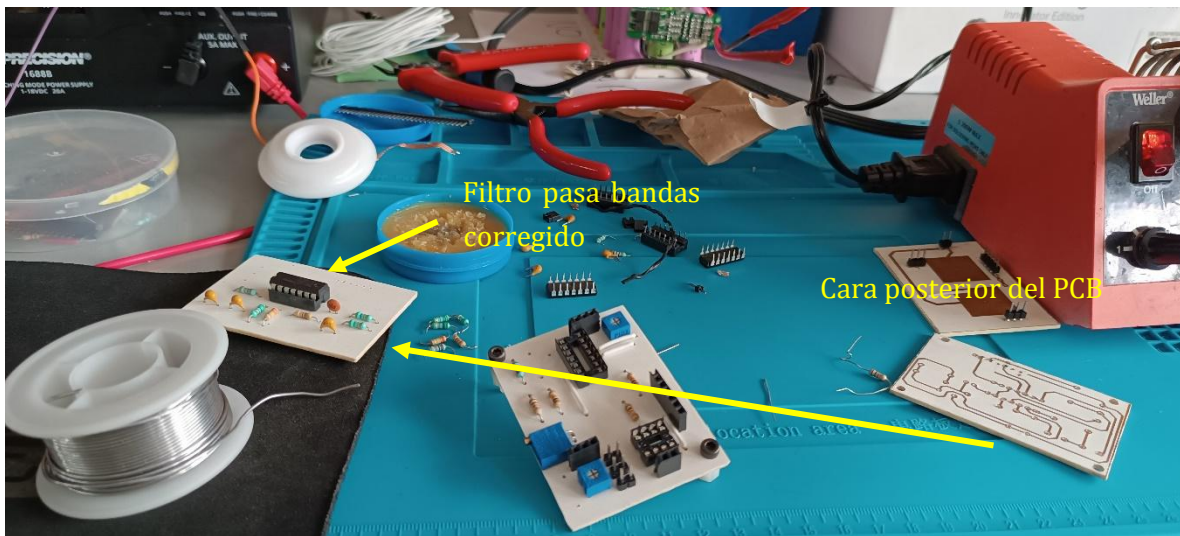


Figura 3. 40: Proceso de fabricación de primera versión del filtro pasa bandas, utilizando componentes tradicionales.

Uno de los inconvenientes de esta primera versión fue su tamaño. En la Figura 3.41 se puede observar el tamaño del PCB comparado con el tamaño de un mouse de computadora. Las medidas eran de 6.7 cm de largo y 2.5 cm de alto. Estas dimensiones no eran viables para continuar el desarrollo y solo sirvió para continuar desarrollando la última versión del sensor sEMG que se mostrara en el capítulo de los resultados.

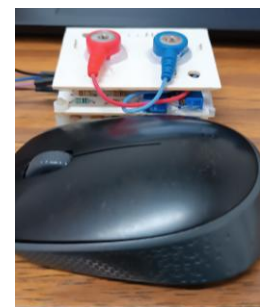
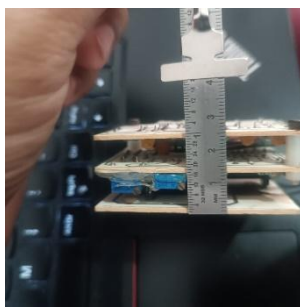


Figura 3. 41: Medidas de la primera versión del sensor sEMG fabricado en placa de cobre.

3.3.3. Amplificador de instrumentación

Existen algunas dificultades al momento de querer medir señales sEMG. Por ejemplo, la amplitud ronda los 5 mV. Al ser señales muy pequeñas tienden a distorsionarse fácilmente por las diferentes fuentes de ruido. Para reducir en gran medida estas complicaciones se utilizan amplificadores de instrumentación. Estos componentes al igual que un amplificador operacional tienen una entrada diferencial; se alimentan con una fuente dual; pueden alcanzar ganancias de hasta 10000 y tienen un valor alto de CMRR o rechazo al modo común. Un valor grande de CMRR nos indica que el amplificador es más efectivo para eliminar el ruido. Suponga que se tiene el mismo valor en las entradas diferenciales de nuestro amplificador de instrumentación, se esperaría un valor de salida igual a cero, recordar que el voltaje sería la resta de ambas entradas $V_1 - V_2$. En la Tabla 3 se muestra una comparativa de algunos parámetros importantes de los amplificadores de instrumentación INA114AP y AD620AN.

Tabla 3

Comparativa de características de circuitos integrados AD60AN e INA114AP

	CMRR (dB)				Voltaje de alimentación	
	G=1	G=10	G=100	G=1000	Mínimo	Máximo
INA114AP	90	106	110	110	± 2.25	± 18
AD620AN	90	110	130	130	± 2.3	± 18

A continuación, se analiza el diagrama interno del amplificador de instrumentación AD20AN. Aunque en este trabajo fue al final se utilizó el INA114AP por cuestiones de disponibilidad el análisis es el mismo, con la diferencia de que se utilizan diferentes valores de resistencia interna. En la Figura 3.42a se muestra el arreglo típico de un amplificador de instrumentación construido con 3 amplificadores operacionales OP07D, de los cuales están encapsulados en un circuito integrado de 8 pines, Figura 3.42b. En la hoja de datos del circuito se muestra la expresión para calcular la ganancia modificando una sola resistencia llamada R_g . Aunque en la hoja de datos del integrado ya se muestra la fórmula para calcular la ganancia, es importante conocer cómo se consigue esta expresión porque también es utilizada en el INA114AP, la diferencias para ambos modelos es el valor de la constante y que se

puede ver en la ecuación 3.44 para el AD620AN y ecuación 3.45 para el INA114AP que aparecen en la hoja de datos de cada amplificador de instrumentación.

$$G = \frac{49.4k\Omega}{R_g} + 1 \quad (3.44)$$

$$G = \frac{50k\Omega}{R_g} + 1 \quad (3.45)$$

Utilizando la expresión para calcular la ganancia para ambos modelos, se realiza el análisis en base a la Figura 3.42a, donde se observan los voltajes de entrada V_1 y V_2 , así como los valores para las resistencias R_1 , R_2 y R_3 . Entre las terminales de R_g se tienen los mismos voltajes de entrada, para estos componentes siempre se considera que $V_1 > V_2$, con esto se puede trazar el sentido de la corriente que va de V_A hacia V_B y se puede aplicar LKV (ley de voltajes de Kirchhoff).

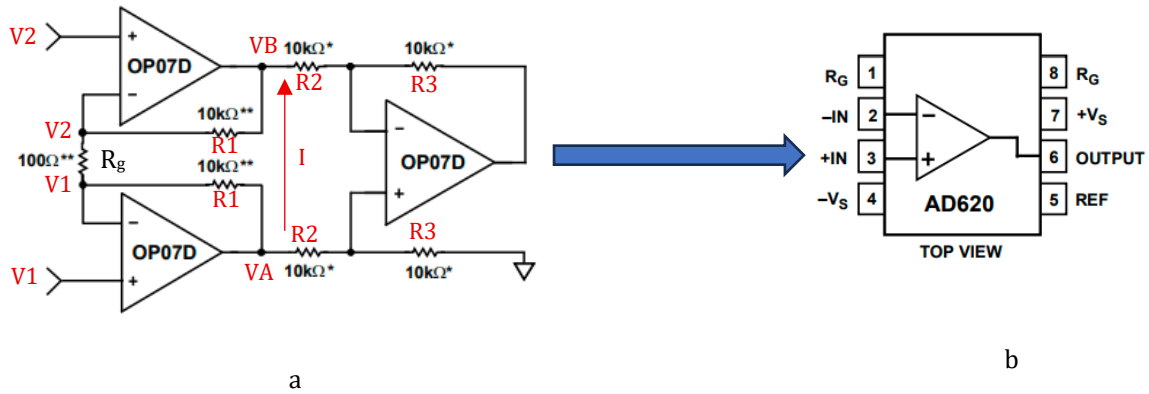


Figura 3. 42: Arreglo típico de amplificador de instrumentación. a) Arreglo interno de AD60AN. b) Encapsulado de AD620AN [45].

Aplicando LVK se tiene que V_A es mayor que V_B , por lo tanto, tenemos lo siguiente

$$V_A - V_B = (I * R_1) + (I * R_g) + (I * R_1)$$

Se puede observar que obtuvieron las caídas de tensión en cada resistencia respetando el sentido de la corriente de V_A hacia V_B . Ahora se obtendrá factor común de la expresión anterior obteniendo lo siguiente.

$$V_A - V_B = I(R1 + RG + R1)$$

$$V_A - V_B = I(2 * R1 + RG)$$

Expresando la I en términos de los voltajes, se calcula la caída de tensión en Rg aplicando la ley de ohm, teniendo la siguiente expresión.

$$V_A - V_B = \left(\frac{V1 - V2}{RG} \right) (2 * R1 + RG)$$

$$V_A - V_B = (V1 - V2) \left(\frac{2 * R1 + RG}{RG} \right)$$

$$V_A - V_B = (V1 - V2) \left(1 + \frac{2 * R1}{RG} \right)$$

Para determinar el voltaje de salida de la Figura 3.42b, se debe considerar el tercer amplificador de la Figura 3.42a, el cual es un OPAM en modo restador y su salida se conecta al pin 6 del encapsulado del circuito integrado. Utilizando la expresión típica para determinar el voltaje de salida de un amplificador restador.

$$output = (V_A - V_B) \left(\frac{R3}{R2} \right)$$

Se puede observar que el término de la resta ya se tiene, ahora se sustituyen los valores para determinar la expresión para obtener el voltaje de salida en el pin 6 del circuito integrado AD620AN e INA114AP, quedando la ecuación 3.46.

$$output = (V1 - V2) \left(1 + \frac{2 * R1}{RG} \right) \left(\frac{R3}{R2} \right) \quad (3.46)$$

Sustituyendo los valores de R_1 , R_2 y R_G de la Figura 3.42a en la ecuación 3.46 se obtiene la expresión que determina el voltaje de salida del amplificador de instrumentación AD20AN la cual viene mostrada en su hoja de datos. Es importante mencionar que el fabricante establece que para R_1 y R_2 tendrá un valor de $24.7k\Omega$, por lo tanto, R_3 obtiene el mismo valor. Con esta aclaración se pueden sustituir los valores en la expresión anterior, obteniendo el mismo resultado de la ecuación 3.46.

$$output = (V1 - V2) \left(1 + \frac{2 * 24.7k\Omega}{R_G} \right) \left(\frac{24.7k\Omega}{24.7k\Omega} \right)$$

$$output = (V1 - V2) \left(1 + \frac{49.4k\Omega}{R_G} \right)$$

Por lo anterior, se puede concluir que la expresión corresponde a la ecuación 3.44. Para validar la expresión se sustituyen los valores que se mencionan en la hoja de datos del amplificador de instrumentación INA114AP. En la Figura 3.43 se observan los valores para R_1 , R_2 y R_3 de $25k\Omega$, se sustituyen en la ecuación 3.46 para encontrar el voltaje de salida en función de su ganancia que viene en la hoja de datos de este circuito integrado obteniendo la siguiente expresión.

$$output = (V1 - V2) \left(1 + \frac{2 * 25k\Omega}{R_G} \right) \left(\frac{25k\Omega}{25k\Omega} \right)$$

$$output = (V1 - V2) \left(1 + \frac{50k\Omega}{R_G} \right)$$

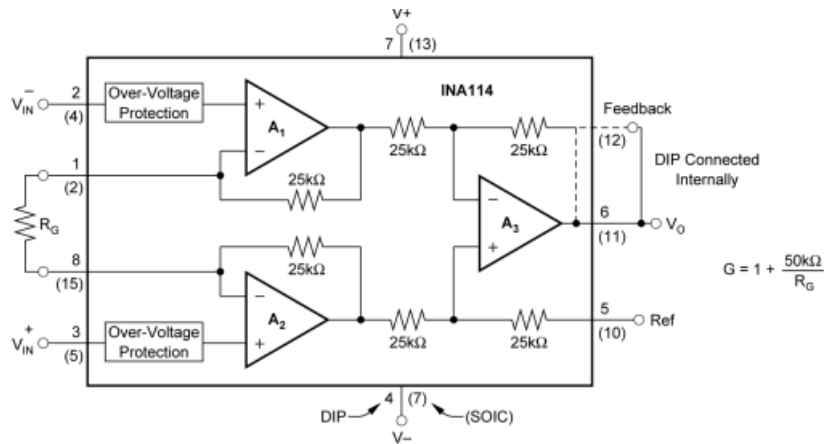


Figura 3. 43: Diagrama interno de amplificador de instrumentación INA114AP [46].

Una vez analizada la expresión para calcular el voltaje de salida de ambos modelos, se realiza la prueba para ver el efecto que tiene el CMRR. En la Figura 3.44 se observa un circuito con dos señales, una de ellas tiene una amplitud de 10mV y la segunda de 9mV, un valor de $R_g = 49.84 \Omega$ y una fuente de alimentación de ± 12 Vcc.

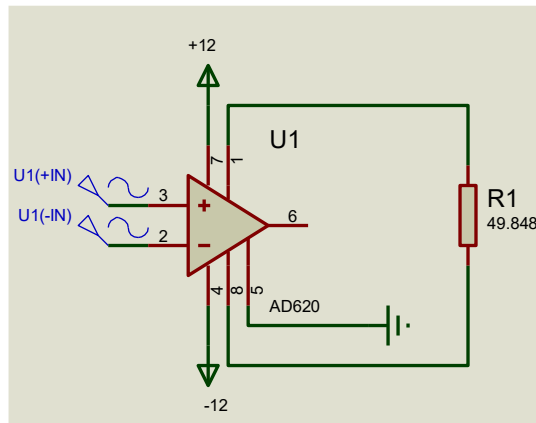


Figura 3. 44: AD620AN con dos señales de entrada, 10 mV y 9 mV, también se observa un valor de $R_g = 49.84 \Omega$, dando una $G=1000$.

Para la prueba fue utilizado un amplificador de instrumentación AD620A. Realizando la diferencia de los voltajes de entrada, se tiene un resultado de 1mV. Para efectos prácticos es necesario obtener un voltaje de salida aproximadamente de 1 V, para esto, se necesita multiplicar la señal de 1 mV por 1000, es decir, una $G=1000$. A continuación, se despeja R_g de la ecuación 3.44 y se obtiene la siguiente expresión.

$$R_g = \frac{49.4k\Omega}{G - 1}$$

Ahora sustituyendo los valores utilizando $G=1000$, se obtiene el siguiente resultado.

$$R_g = \frac{49.4k\Omega}{1000 - 1} = 49.848 \Omega$$

Una vez conocido el valor de R_g se sustituye el valor en la fórmula para calcular el voltaje de salida del AD620AN, quedando de la siguiente manera.

$$output = (10mV - 9mV) \left(1 + \frac{49.4k\Omega}{49.84\Omega} \right)$$

$$output = 0.992 V$$

El resultado se aproxima al valor esperado de 1 V. En la Figura 3.45 se observa la señal resultante con una amplitud de 0.975 mV, cercano al valor calculado. Hasta este punto solo se ha modelado un circuito en donde no se está considerando el ruido. A continuación, se utilizará el mismo circuito de la Figura 3.44, pero ahora es necesario sumar una señal de ruido para comprender el término del CMRR y ver el comportamiento del AD620AN.

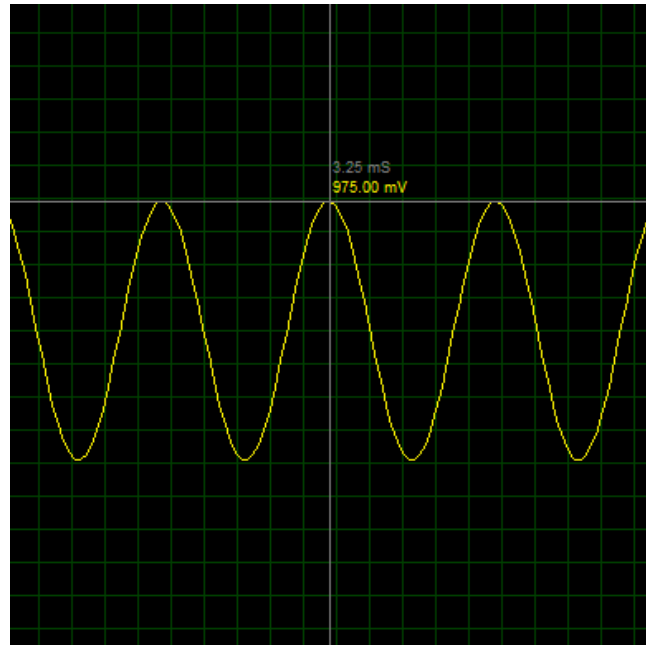


Figura 3. 45: Señal resultante de la Figura 3.42 con una $G=1000$.

Para este ejemplo se utilizó un amplificador operacional en modo sumador para cada entrada del AD620AN, Figura 3.46. Para la señal de ruido que ingresa a cada sumador se utilizó una señal con una amplitud de 1 V a 1 kHz. Las señales que ingresan al amplificador de instrumentación tienen los siguientes valores: 70 mV a 10 kHz y 30 mV a 10 kHz. Utilizando la ecuación 3.46 para el AD620AN es posible encontrar el voltaje de salida.

$$output = (70mV - 30mV) \left(1 + \frac{49.4k\Omega}{499\Omega} \right) = 3.99V$$

Una vez calculado el voltaje de salida del AD620AN, se observa el efecto que tiene el ruido en la señal de salida del amplificador de instrumentación. A continuación, se muestran las señales resultantes.

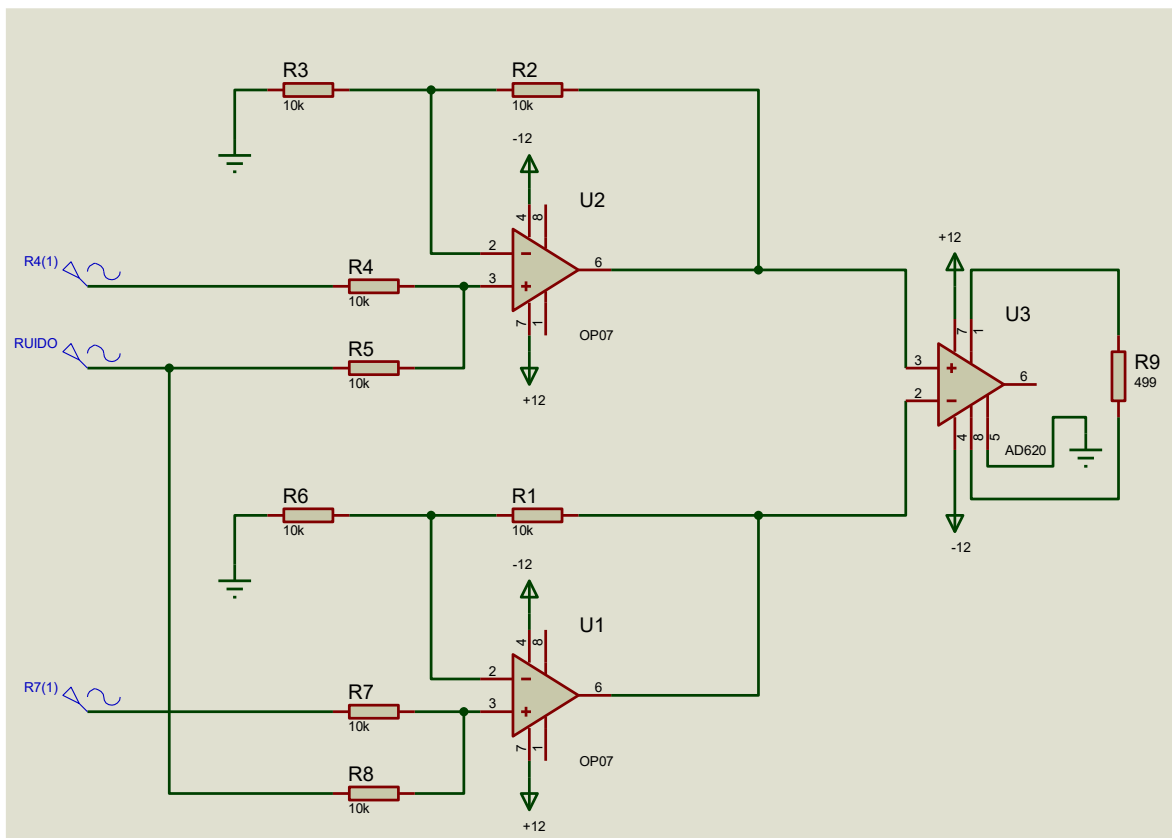
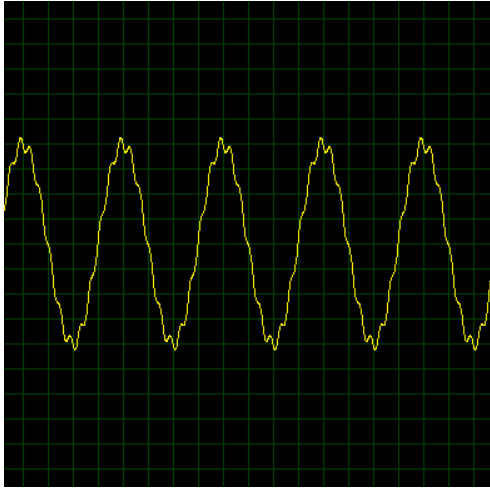


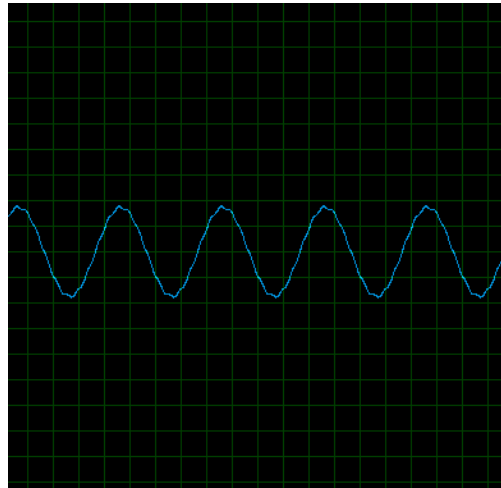
Figura 3. 46: Amplificador AD620AN con señales de 70mV y 30mV. Se considera una señal de ruido para ambas entradas de 1V a 1kHz.

En la Figura 3.47a se observa una señal amarilla que corresponde a la salida del primer sumador, mientras que la señal de color azul corresponde al segundo sumador, Figura 3.47b. Para ambos casos se tienen señales distorsionadas debido a la señal de ruido en ambas señales. Como se ha mencionado anteriormente los amplificadores de instrumentación tienen un CMRR alto, valor que nos muestra la capacidad de un amplificador de instrumentación para eliminar el ruido. En la Figura 3.47c se observa la señal que se obtuvo a la salida del amplificador de instrumentación, obteniendo una señal con una amplitud de 3.9V en comparación con el resultado de nuestro cálculo de 3.99V. Con lo anterior, se observa que el AD620AN es capaz de eliminar en su totalidad el ruido. En conclusión, un valor alto de CMRR es indispensable para aplicaciones biomédicas donde las señales pueden ser

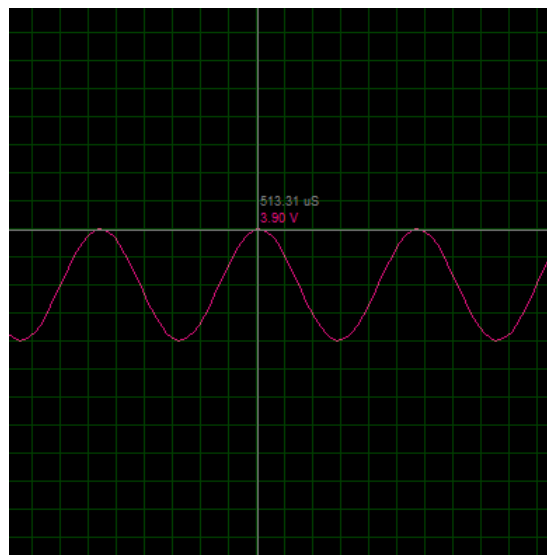
contaminadas por las diferentes fuentes de ruido existentes en el medio ambiente y en el propio cuerpo humano.



a



b



c

Figura 3. 47: Señales de entrada y de salida del AD620AN. a) Señal de 70 mV con una señal de ruido de 1V a 1kHz. b) Señal de 30 mV con una señal de ruido de 1V a 1kHz. c) Señal de salida de amplificador de instrumentación AD620AN con una $G=100$.

3.3.4. Muestreo de señales (teorema de Nyquist).

La mayoría de las señales que se perciben del entorno son analógicas, por ejemplo: el ruido, la temperatura, la presión, etc. Las señales sEMG que se obtuvieron también lo son. Para la adquisición de señales se utilizaron los microcontroladores Arduino MEGA, ESP32 y el STM32F411 (blackpill), todos ellos cuentan con convertidor de analógico a digital o también conocidos como ADC (A/D). En la Figura 3.48 se observa un diagrama de bloques que describe el proceso para la conversión de analógico a digital. Una señal analógica entra al bloque del A/D y el primer bloque es el muestreador. Para poder reconstruir una señal analógica se debe de considerar el teorema de Nyquist el cual establece que para poder reconstruir una señal analógica se debe de muestrear como mínimo al doble de su frecuencia más alta. Dado que el ancho de banda de interés y que corresponde a las señales sEMG es de 20 Hz a 500 Hz, la frecuencia de muestreo mínima para reconstruir las señales sEMG es de 1kHz. Una señal digital también es conocida como una señal discreta. A diferencia de una señal analógica que es continua en el tiempo, las señales digitales toman un valor a intervalos de tiempo uniformemente espaciados, este tiempo corresponde al inverso de la frecuencia de muestreo. Para este trabajo se muestreo a un tiempo de 0.0005 s equivalente a 2 kHz.

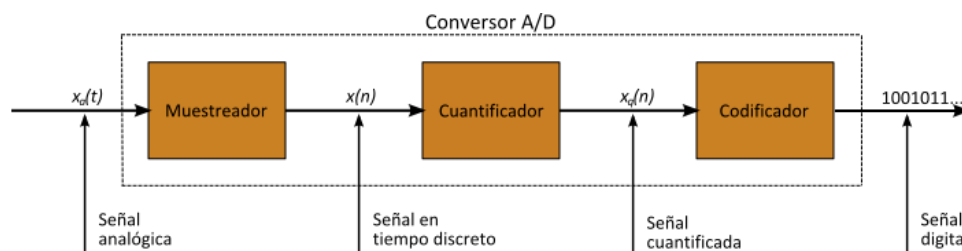


Figura 3. 48: Diagrama de bloques de un ADC (muestreador, cuantificador y codificador) [47].

Una vez que la señal se ha muestreado a la frecuencia deseada se debe de cuantificar, es decir, para cada muestra en el tiempo corresponde un valor en amplitud, este valor dependerá de resolución del A/D que se esté utilizando. La resolución en bits describe que tan preciso es el convertidor A/D. En la Tabla 4 se realiza la comparación de la resolución del A/D para cada modelo de

microcontrolador utilizado. También se pueden observar otras características importantes que se tomaron en cuenta para el desarrollo de este trabajo.

Tabla 4

Características de los microcontroladores utilizados para el muestreo de las señales

Microcontrolador	Resolución A/D	Entradas analógicas	Reloj
ESP32	12	18	240 MHz
Arduino 2560	10	16	16 MHz
STM32F411	12	16	25 MHz

Aunque el microcontrolador ESP32 tiene mejores características a comparación de los otros microcontroladores, en la práctica se tuvo un inconveniente cuando se intentó muestrear dos señales a una frecuencia de 2 kHz y enviar la información con el Bluetooth que tiene integrado. Esto se debe a que ciertos periféricos son utilizados al mismo tiempo en otros procesos del ESP32, provocando que algunas funciones queden deshabilitadas o limitadas. Por otro lado, el Arduino 2560 solo se utilizó para muestrear señales con SIMULINK y entender el funcionamiento de los ADC. El tamaño de esta tarjeta era demasiado grande para integrarla en la banda mioeléctrica, al final se utilizó la tarjeta blackpill que tienen un microcontrolador STM32F411. Para complementar el significado de frecuencia de muestreo, en la Figura 3.49a se tienen tres señales a diferentes frecuencias de muestreo. En el lado izquierdo se tiene la señal original y a la derecha se tiene la señal reconstruida a diferentes frecuencias de muestreo. Se observa que para una frecuencia de muestreo de $2f$ la señal empieza a tomar forma, aunque no en su totalidad, mientras que para los otros dos casos donde la frecuencia de muestreo es igual a f y $4f/3$, las señales reconstruidas son totalmente diferentes a la señal original. En la Figura 3.49b se observa una señal con una frecuencia de 800 kHz, la señal punteada corresponde a la señal reconstruida muestreada a una frecuencia menor a $2f$, provocando que se presente el traslape espectral, este fenómeno tiene el nombre de Aliasing, dando como resultado una señal falsa de 200kHz.

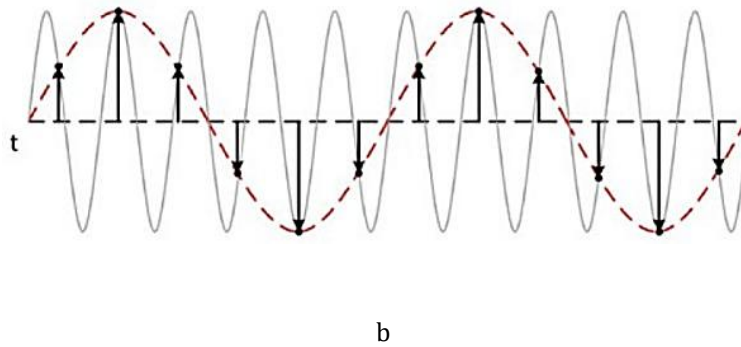
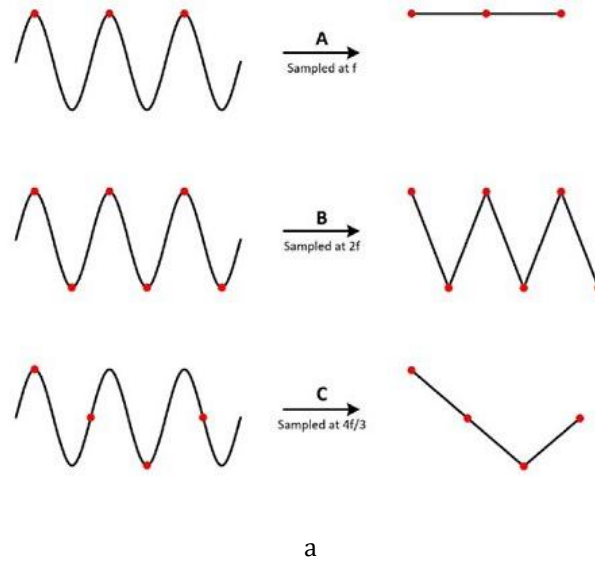


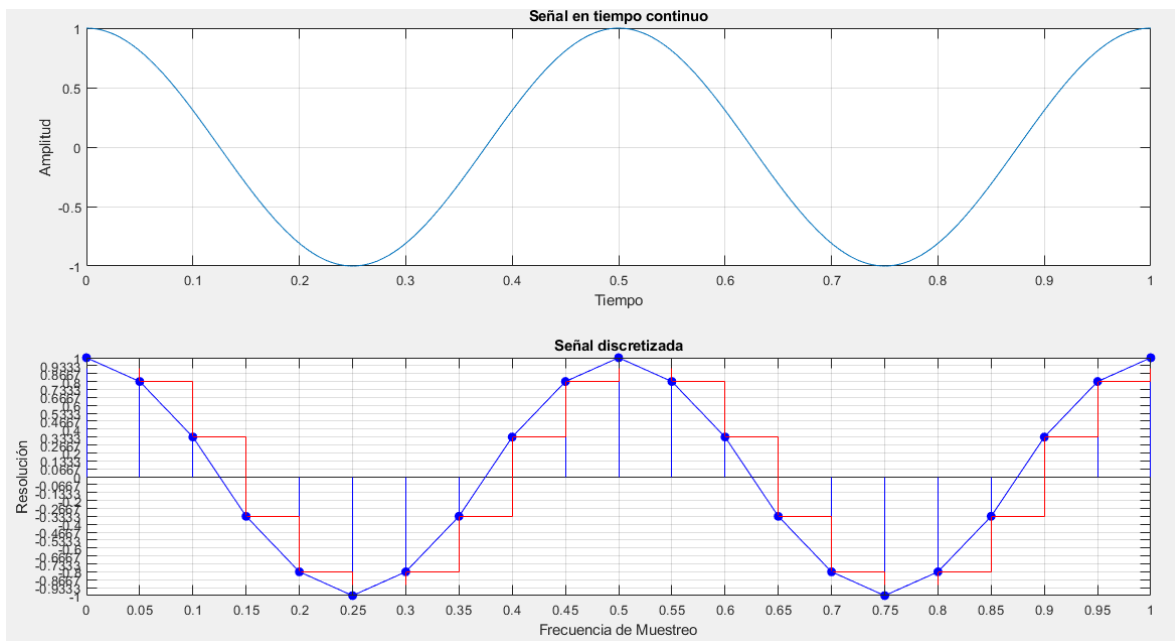
Figura 3. 49: Demostración de teorema de Nyquist y el efecto Aliasing. a) Señales muestreadas a diferentes frecuencias de muestreo (f , $2f$ y $4f/3$). b) Efecto de Aliasing en una señal de 800kHz [48].

Las muestras también deben de ser cuantificadas en amplitud, para esto es importante conocer la resolución del ADC, la cual indica el número de niveles verticales que se tienen para representar una señal. A continuación, se calcula el número máximo de valores que se pueden obtener para representar una señal, en donde n representa la resolución del ADC.

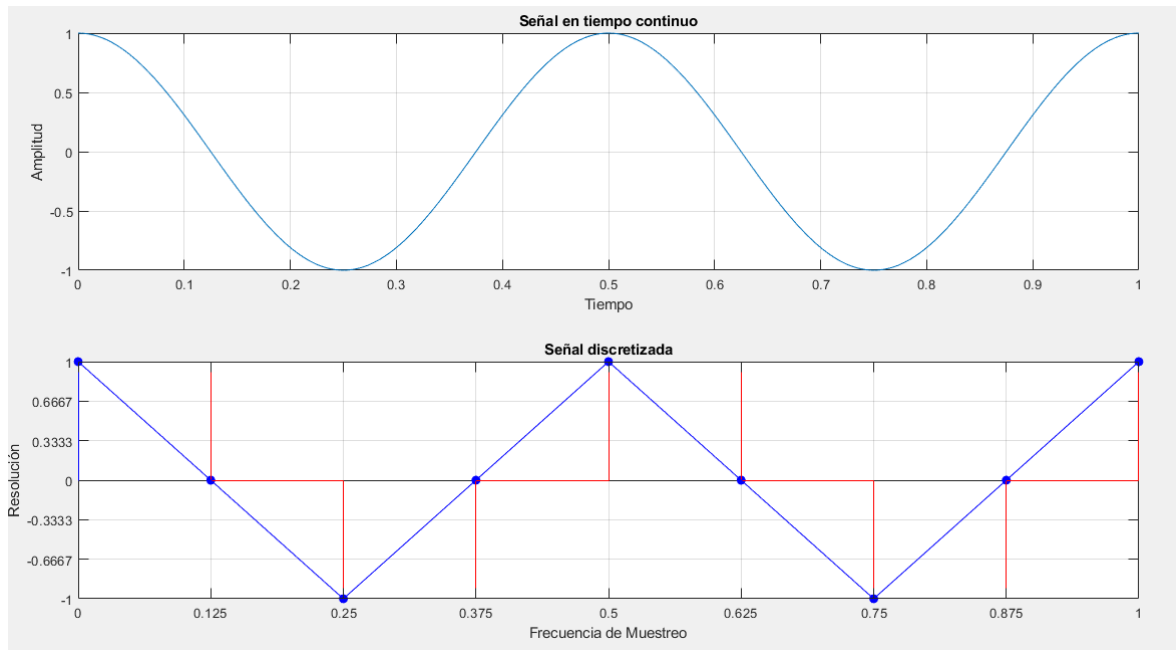
$$2^n$$

$$2^{12} = 4096$$

Con este valor se establece que el eje vertical tomara valores de 0 a 4096. En la Figura 3.50a se tiene una señal de 2 Hz muestreada a 20 Hz y una resolución de 4 bits, es decir, el eje y tomara valores de 0 a 16, esto se puede comprobar contando el número de divisiones que tiene la gráfica en el eje y. También se observa que la señal ha sido reconstruida a una frecuencia de 20 Hz, 10 veces la frecuencia original (2Hz). En la Figura 3.50b se tiene la misma señal de 2 Hz muestreada a una frecuencia de 8 Hz y una resolución de 2 bits, el número de divisiones del eje y ha disminuido a 4, la forma de onda no corresponde a una señal senoidal, esto es porque se necesita aumentar la frecuencia de muestreo para recuperan la forma de la señal original.



a



b

Figura 3. 50: Programa realizado en Matlab para modificar la frecuencia de muestreo y la resolución. a) Señal de 2 Hz muestreada a 20 Hz y una resolución de 4 bits (16 divisiones en el eje y). b) Señal de 2 Hz muestreada a 8 Hz y una resolución de 2 bits (4 divisiones en el eje y)

En la Figura 3.51, se muestran las pruebas que se realizaron en el laboratorio con el ESP32 y el STM32F411. Se utilizaron los generadores de funciones AFG310 y CFG253 de las Marcas: SONY Tektronix y Tektronix para generar señales sinusoidales de 60 Hz, 100 Hz, 150 Hz, 300 Hz. En el caso del STM32F411 se utilizó un módulo Bluetooth HC05 para enviar los datos a la computadora. Para el ESP32 se utilizó el Bluetooth que tiene integrado la placa. La lectura de los datos se realizó con Matlab mediante el puerto serie a 115200 baudios. A continuación, se describe el método que fue utilizado para comprobar la frecuencia de muestreo de las señales reconstruidas a partir del número de muestras teórico y práctico.

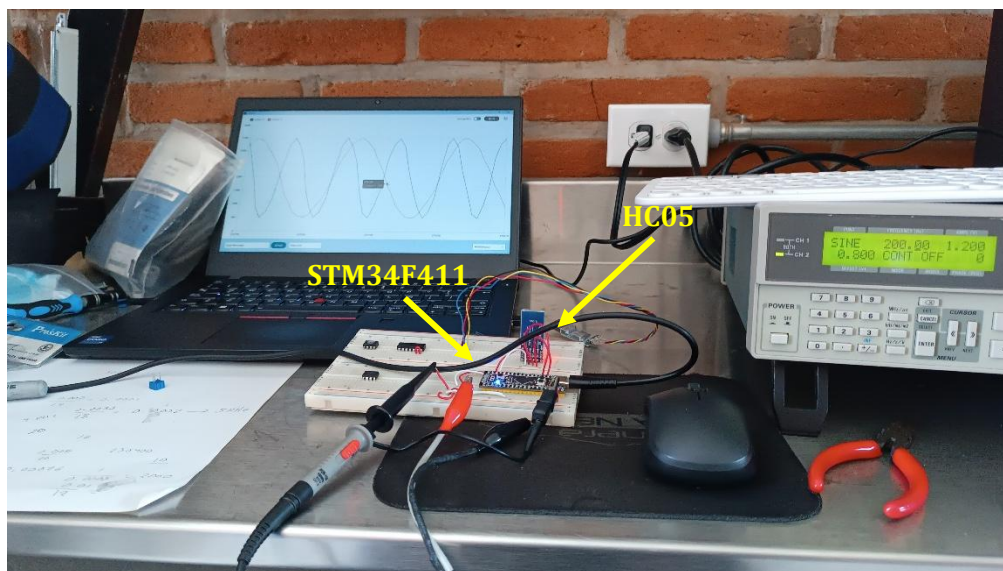
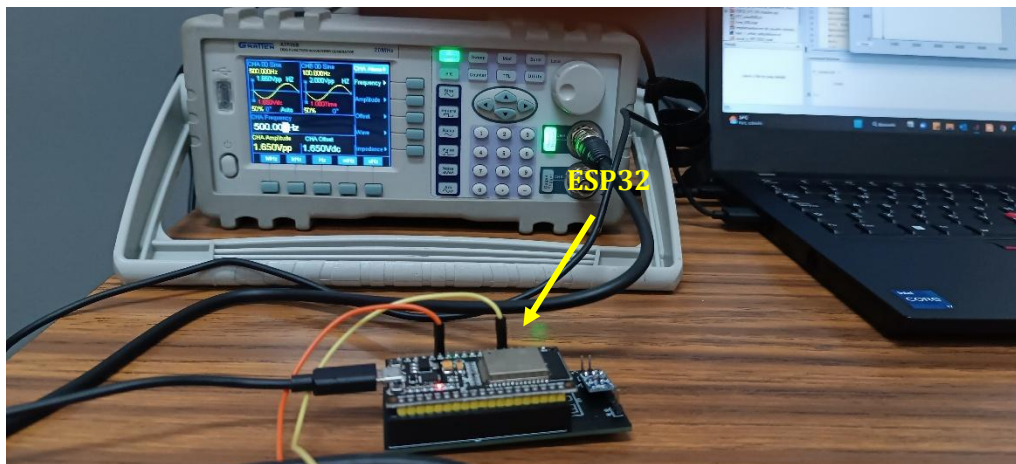


Figura 3. 51: Pruebas de frecuencia de muestreo con los microcontroladores ESP32, STM32F411 y el generador de funciones SONY Tektronix AFG310.

Para ejemplificar el método, se calculará el número de muestras de una señal de 100 Hz. En la Tabla 5 se observan los resultados obtenidos para las frecuencias de prueba y una frecuencia de muestreo de 2 kHz.

El primero paso para determinar el número de muestras de una señal es conocer su frecuencia y la velocidad a la cual se quiere muestrear, es decir, la frecuencia de muestreo a la cual se estarán tomando las muestras para reconstruir la señal. En la Figura 3.52 se tiene representada una señal senoidal en función del tiempo, como ejemplo, considérese que la señal tiene una frecuencia de 100 Hz y el tiempo que

transcurre para un ciclo completo corresponde al inverso de su frecuencia, como se muestra a continuación.

$$t = \frac{1}{100\text{Hz}} = 0.01 \text{ s}$$

Ahora que se conoce el tiempo que transcurre en un ciclo para una señal de 100 Hz. Se determinará el tiempo al cual se tendrán que tomar las muestras para poder reconstruir la señal. Para esto se debe conocer la frecuencia de muestreo, para este trabajo se utilizó un valor de 2 kHz.

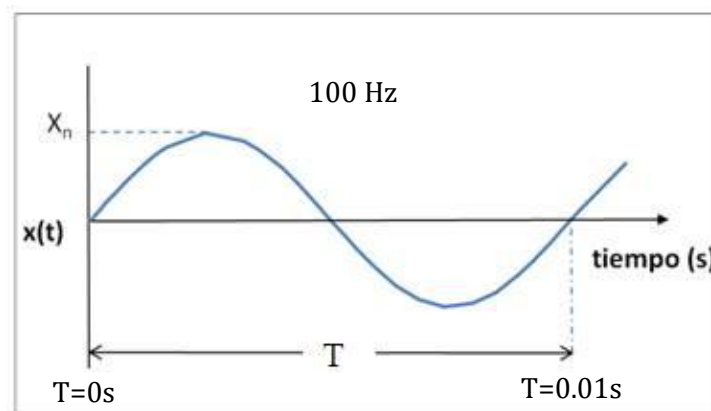


Figura 3. 52: Representación de un ciclo completo de una señal de 100 Hz equivalente a un $t=0.01 \text{ s}$.

Ahora se debe conocer el tiempo correspondiente a la frecuencia de frecuencia de 2 kHz, para esto se saca el inverso de la frecuencia y se obtiene el siguiente resultado.

$$t = \frac{1}{2000\text{Hz}} = 0.0005 \text{ s}$$

Este tiempo indica que cada 0.0005s el microcontrolador STM32F411 tiene que tomar una muestra para poder reconstruir una señal de 100 Hz muestreada a una frecuencia de muestreo de 2kHz. Para validar los cálculos con los datos obtenidos al momento de hacer la adquisición con nuestro microcontrolador y Matlab, es importante conocer el número de muestras que tiene nuestra a señal de 100 Hz a la frecuencia de muestreo de 2kHz, para esto se divide el tiempo equivalente a un ciclo completo entre el tiempo de muestreo, quedando de la siguiente manera.

$$\text{numero de muestras} = \frac{0.01s}{0.0005s} = 20 \text{ muestras}$$

Con este valor se garantiza que la señal reconstruida con el microcontrolador tenga las mismas muestras. Una forma más precisa de validar los resultados es aplicar la trasformada rápida de Fourier o FFT a la señal reconstruida. Con la FFT se puede conocer el espectro en frecuencia de las señales y validar la frecuencia de la señal reconstruida con la señal de prueba. En la Figura 3.53 se observan los resultados que se obtuvieron con el muestro de las señales de 60 Hz, 100 Hz y 300 Hz.

Tabla 5

Numero de muestras para las señales de Figura 3.53.

Frecuencia de la señal	Frecuencia de muestreo	Numero de muestras
60 Hz	2 kHz	32
100 Hz	2 kHz	20
150 Hz	2 kHz	13.3
300 Hz	2 kHz	6.6

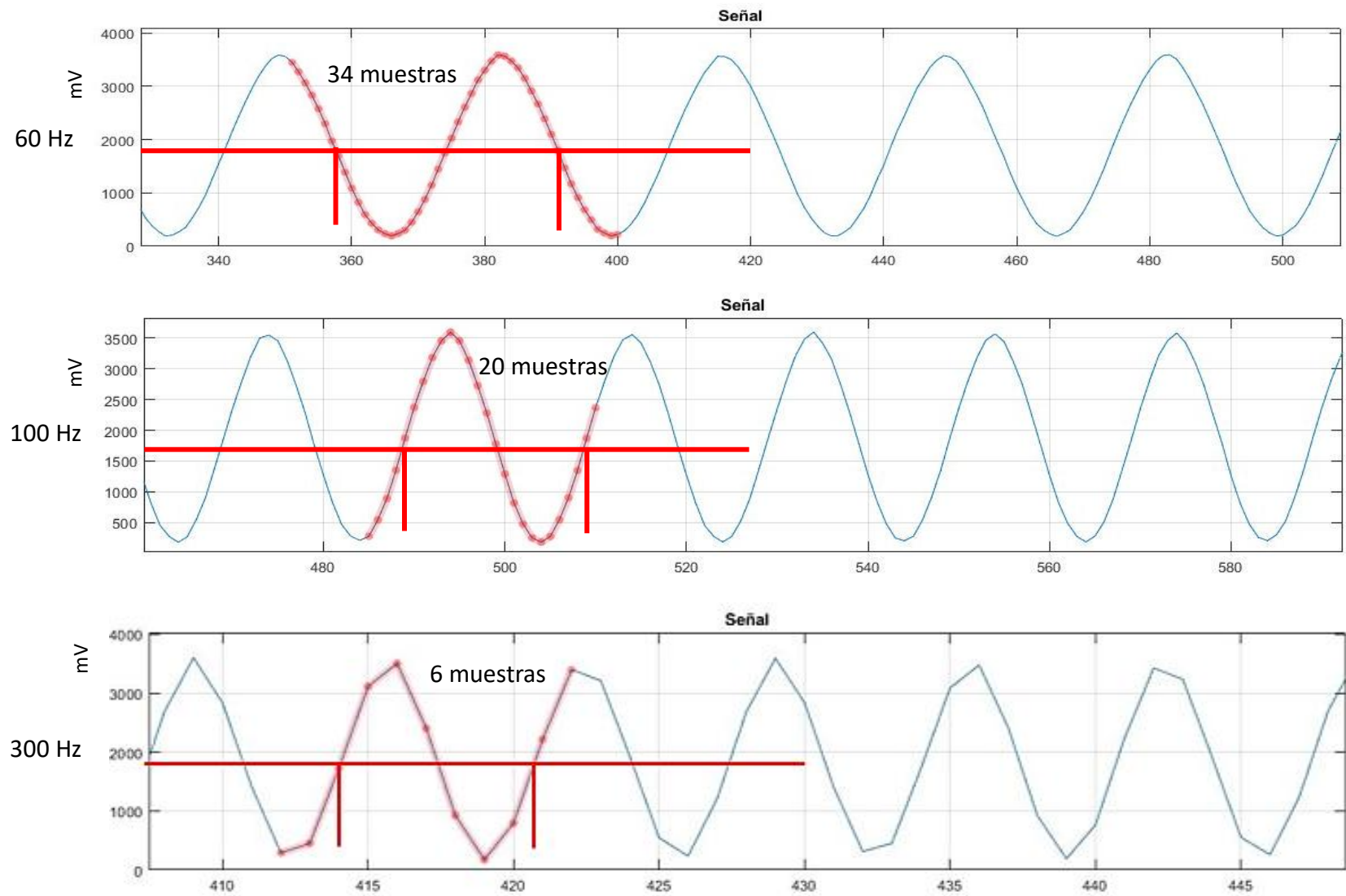


Figura 3. 53: Señales de prueba de 60Hz, 100Hz y 300Hz muestreadas a una frecuencia de muestreo de 2kHz, validando el teorema de Nyquist y la ausencia de Aliasing en nuestra adquisición de señales. Nota: el eje x esta referenciado al número de muestras.

Aplicando la FFT a las tres señales de la Figura 3.53 para conocer su espectro en frecuencia, validar que la señal reconstruida tenga la misma frecuencia que la señal original y validar que no exista la presencia de Aliasing. En la Figura 3.54 tenemos la FFT de cada señal validando lo antes mencionado.

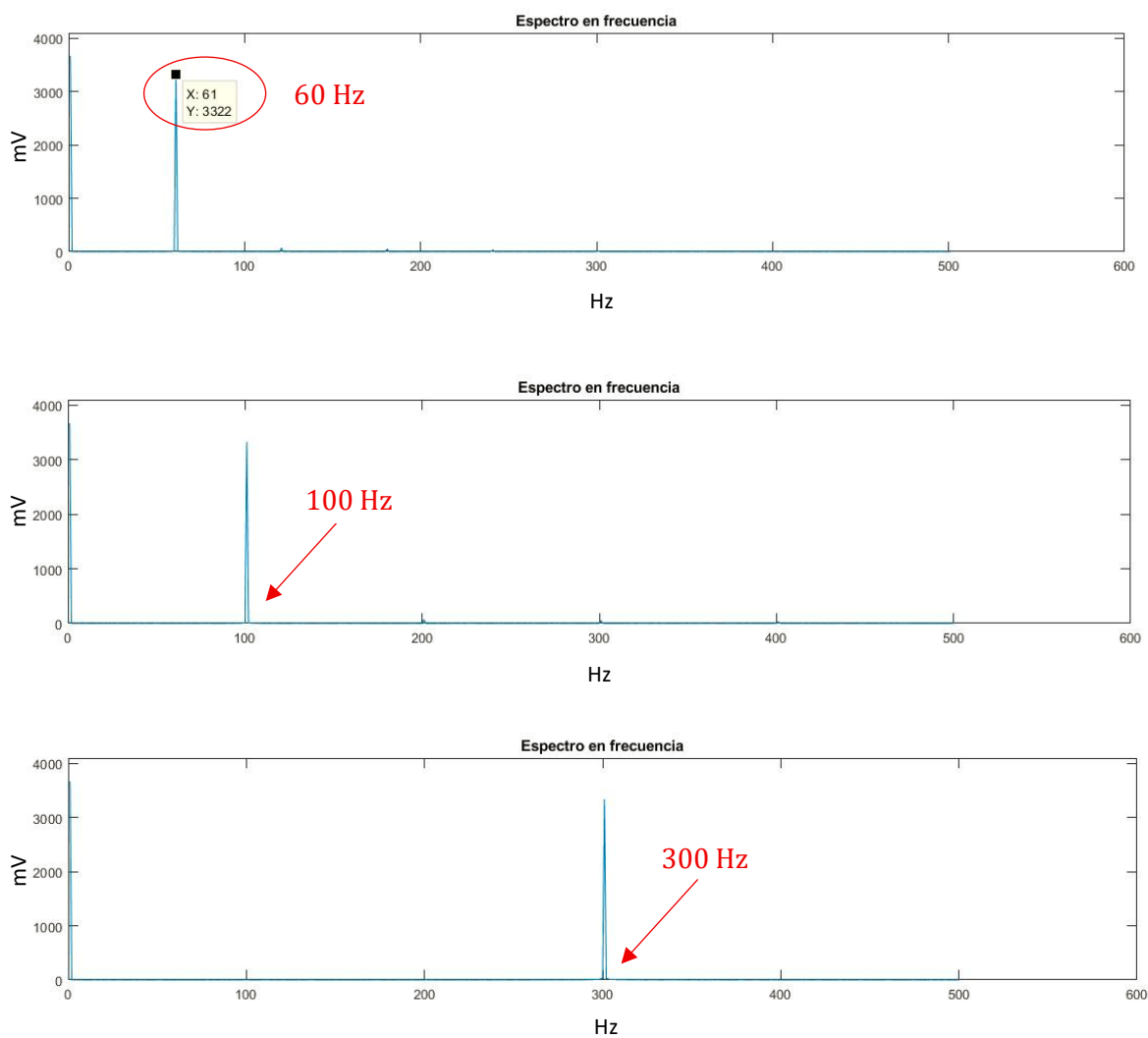
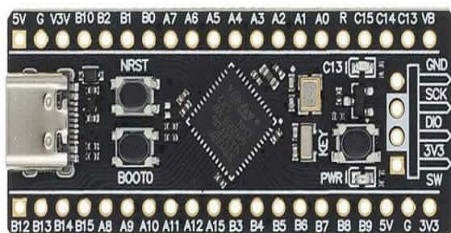


Figura 3. 54: Espectro en frecuencia de las señales de 60Hz, 100Hz y 300Hz.

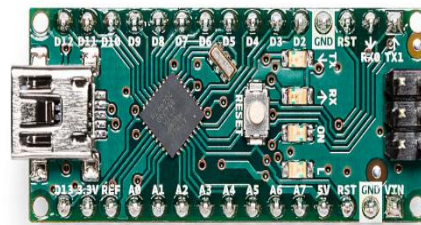
3.3.5. Programación de Microcontrolador STM32F411.

Uno de los grandes retos de este trabajo fue familiarizarse en el entorno de programación de los microcontroladores de la marca STM. Para el desarrollo de este proyecto se utilizó la tarjeta de desarrollo Black-Pill con los microcontroladores STM32F401 y STM32F411, ambos de 32 bits. El gran diferenciador de estas tarjetas es su precisión. Estos microcontroladores se utilizan para la medición de señales en tiempo real y la automatización en la industria. En cuanto a la tarjeta ESP32 son ideales para aplicaciones IoT. Cuentan con una comunidad enfocada a los aficionados, mientras que los STM32 tienen una comunidad enfocada a proyectos más complejos y profesionales. En la Figura 3.55a se tiene la tarjeta Black-Pill con medidas de 20.78mm x 52.81mm. En la Figura 3.55b se tiene al Arduino nano con medidas de 18mm x 45mm, casi con las mismas medidas, pero el Black-Pill es superior en cuanto a potencia.

Para la programación de los microcontroladores de la marca STM se necesitan de 3 programas que se pueden descargar de su página oficial el STM32CubeMX, STM32CubeIDE y STM32CubeProgrammer. El primero programa sirve para configurar todas las características del microcontrolador, por ejemplo, entradas, salidas, timers, ADC, comunicación, todo lo relacionado a la parte de software. El segundo programa es el IDE de programación donde podemos configurar el código fuente y compilarlo, por último, tenemos el software para cargar el archivo compilado al microcontrolador. A continuación, se mostrará el procedimiento utilizado para el desarrollo, programación, configuración y puesta en marcha de la tarjeta Black-Pill con el código desarrollado para la lectura de dos canales analógicos muestreados a una frecuencia de 2kHz, para la parte de comunicación fue utilizado un módulo Bluetooth externo HC05 a través del puerto serie del microcontrolador.



a



b

Figura 3. 55: Comparativa de tamaños de tarjeta SMT y Arduino. a) Tarjeta de desarrollo Black-Pill. b) Tarjeta de desarrollo Arduino nano.

El primer paso para desarrollar un proyecto en el IDE de los STM es descargar los programas que se mencionaron anteriormente. Posteriormente se abre el programa STM32CubeMX. Una vez abierto el programa se elige la opción de Start My Project from MCU. Después, se cargarán las librerías de los microcontroladores disponibles, en nuestro caso la placa Black-Pill cuenta con un microcontrolador STM32F411CEU6, el cual lo vamos a buscar en la barra de Commercial Part Number y seleccionar dando doble clic como se muestra en la Figura 3.56.

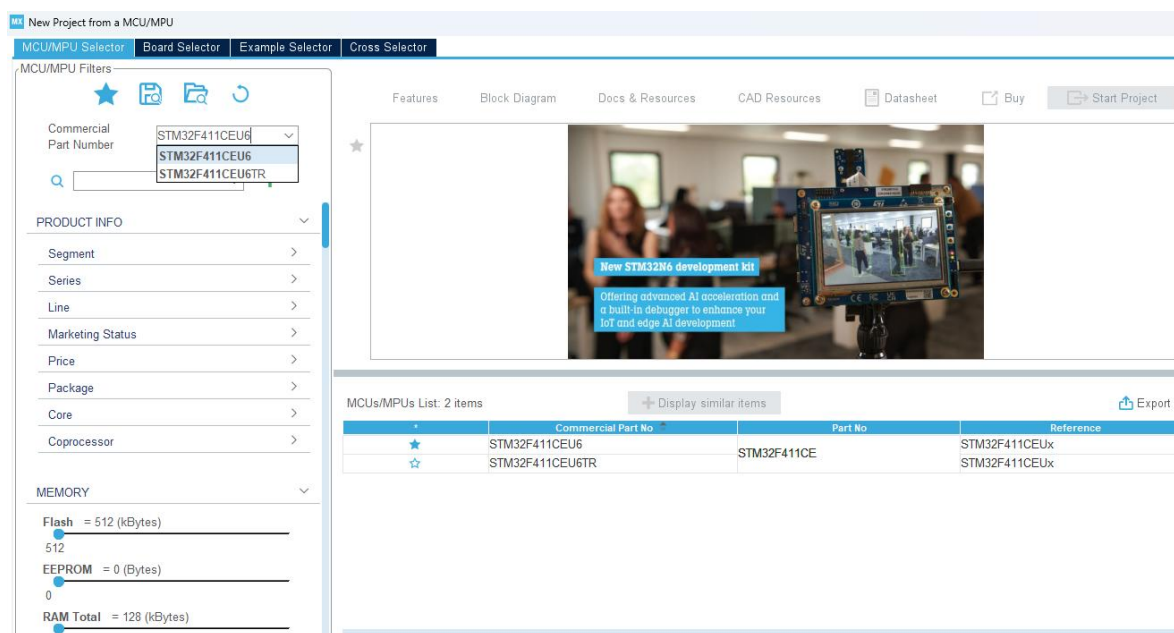


Figura 3. 56: Ventana de búsqueda y selección de microcontrolador STM32F411CEU6 en entorno STM32CubeMX.

En la Figura 3.57 se observa la ventana que se despliega al seleccionar el microcontrolador STM32F411CEU6, la cual mostrara la configuración de los pines del microcontrolador. A la izquierda de la pantalla se tiene una lista de los periféricos configurables para microcontrolador. A continuación, se explicará el procedimiento para configurar los parámetros necesarios para muestrear las señales sEMG a una frecuencia de muestreo de 2kHz.

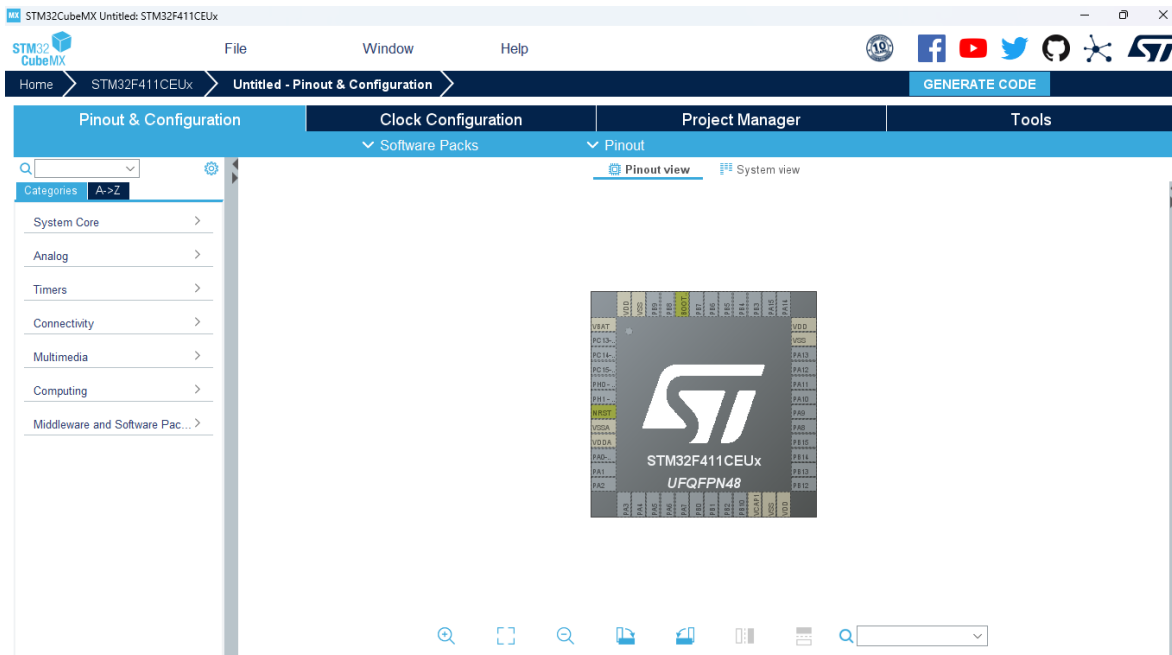


Figura 3. 57: Ventana para configuración de periféricos de microcontrolador STM32F411CEU6 en el entorno STM32CubeMX.

1. En el apartado de Analog, seleccionar el ADC1 y marcar la opción de IN0 e IN1, con esto se configuran los pines para los dos sensores de la banda mioeléctrica. Después en la opción de parameter Settings se desplegará una lista de parámetros de los cuales solo se configurar lo siguiente:
 - Resolution----->12 bits //resolución del ADC
 - Number of Conversion-----> 2 //número de canales (2 sensores)
 - Continuous Conversion Mode----->Disabled//se debe deshabilitar la conversión continua para poder controlar la frecuencia de muestreo.
 - End of Conversion Selection----->EOC flag at the end of all conversions
2. Se debe de utilizar el modo DMA para el ADC porque son varios canales, para esto se abre la pestaña de DMA Settings y se configura lo siguiente.
 - DMA Request Settings----->Mode----->Circular //la interrupción se activa cuando se hayan convertido todos los canales.

3. En la pestaña de Connectivity se configura el puerto USART1

- Mode----->Asynchronous
- Baud Rate----->115200
- Parity----->None
- Word Length----->8 bits

Una vez configurados los periféricos del microcontrolador, se elige la opción de GENERATE CODE para poder modificar el código fuente, como se muestra en la Figura 3.58.

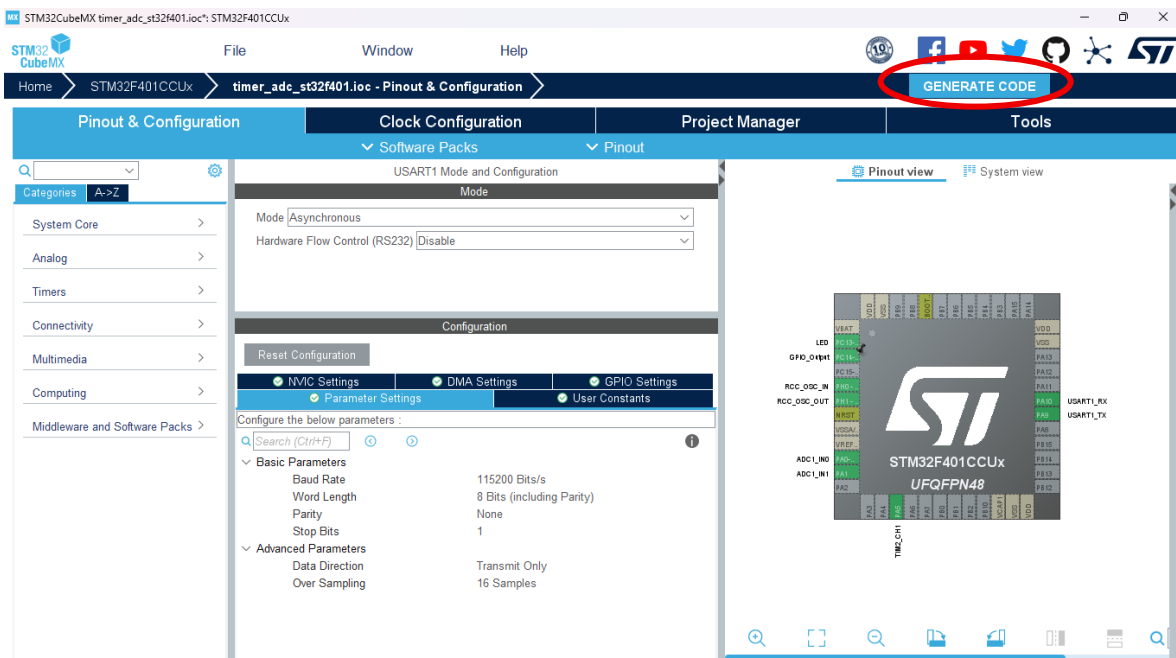


Figura 3. 58: Procedimiento para generar código fuente para microcontrolador STM32F411CEU6.

Para revisar la carpeta donde fue guardado el código fuente, se va a la opción de Project Manager y se elige la opción Toolchain Folder Location. Esta opción muestra la ruta donde fueron guardados los archivos generados por el software. Una vez que ya está identificada la carpeta, se abre la siguiente ruta:

Core----->Src----->Main

El archivo Main es el código fuente generado por STM32CubeMx el cual se utiliza para terminar de modificar el programa. A continuación, se mostrará las partes del código donde se tienen que realizar modificaciones y declarar variables para poder compilar el código y grabar en el microcontrolador.

Para comprender la forma en que se realizó el muestreo a 2 kHz de cada canal ubicar las líneas 259 a la 262 en el programa STM32CubeMX y se elige la opción de Clock Configuration. En la Figura 3.59 se muestra el diagrama esquemático interno de las frecuencias de reloj que maneja el STM32F411CEU6. Es importante poner atención en la máxima frecuencia de reloj que puede llegar el sistema. Para este modelo indica que el máximo valor posible para el bus APB1 donde se conecta el timer utilizado para la configuración de la frecuencia de muestreo, es de 84 MHz. Hay que considerar que, este valor se utilizará para sacar la frecuencia de muestreo. En la línea 260 se coloca un valor de 8400. Este valor sirve para dividir la frecuencia máxima de reloj, obteniendo el siguiente resultado.

$$F_s = \frac{84MHz}{8400} = 10kHz$$

Ahora que ya se ha disminuido la señal de reloj del timer del bus APB1, para conseguir la frecuencia de muestreo deseada de 2 kHz, es necesario dividir el resultado entre 5. Este valor se modifica en la línea 262 obteniendo la frecuencia de muestreo de 2 kHz. La demostración se puede ver en las Figuras 3.53 y 3.54.

$$F_s = \frac{10kHz}{5} = 2kHz$$

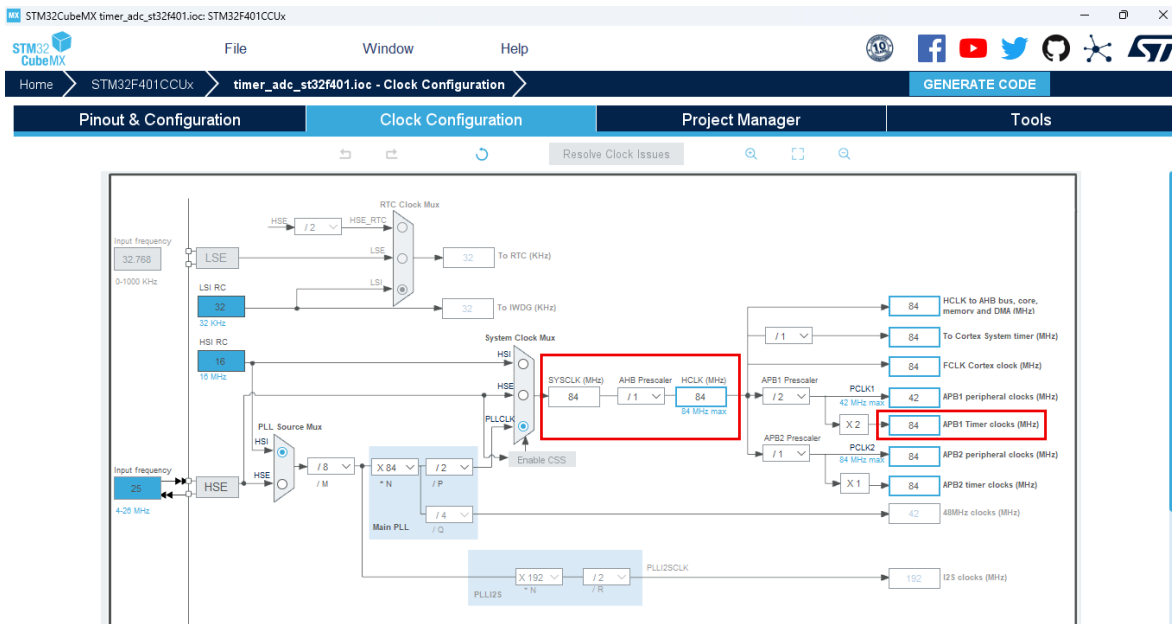


Figura 3. 59: Esquemático de las señales de reloj del microcontrolador SMT32F411CEU6, bus APB1 = 84 MHz.

A continuación, se muestran las líneas del código que se deben modificar para compilar y grabar en el microcontrolador. En la Figura 3.60 se estarán mostrando las líneas de código que se agregan para la declarar variables, la configuración de la comunicación y el modo de envío de datos, ADC en modo DMA, frecuencia de muestreo y timers.

```

20 #include "main.h"
21
22@/* Private includes -----
23 /* USER CODE BEGIN Includes */
24 #include "stdio.h"
25 #include "string.h"
26 #include "delays.h"
27 /* USER CODE END Includes */
28
29@/* Private typedef -----
30 /* USER CODE BEGIN PTD */
31
32 /* USER CODE END PTD */
33
34@/* Private define -----
35 /* USER CODE BEGIN PD */
36 #define NUM_ADC 2
37 /* USER CODE END PD */

```

```

54 /* USER CODE BEGIN PV */
55 uint32_t adcIn [NUM_ADC];
56 char data [4000];
57 int EMG2; //2 canales
58 int EMG1; //1 canales
59 /* USER CODE END PV */

```

```

104 MX_GPIO_Init();
105 MX_DMA_Init();
106 MX_ADC1_Init();
107 MX_TIM2_Init();
108 MX_USART1_UART_Init();
109 /* USER CODE BEGIN 2 */
110 HAL_TIM_Base_Start(&htim2); //SE INICIA TIMER 2
111 HAL_TIM_OC_Start(&htim2, TIM_CHANNEL_1);
112 delay_us_dwt_init();
113 HAL_ADC_Start_DMA(&hadc1,adcIn, NUM_ADC);
114 /* USER CODE END 2 */
115
116 /* Infinite loop */
117 /* USER CODE BEGIN WHILE */
118 while (1)
119 {
120     sprintf(data,"%u,%u\r\n", EMG1, EMG2); //FORMATO DE CARACTERES ENVIADOS PARA DOS C
121     //sprintf(data, "%u\r\n", EMG2); //FORMATO DE CARACTERES ENVIADOS PARA 1 CANAL
122     uint8_t len = strlen(data); //función para determinar el tamaño del valor leído
123     HAL_UART_Transmit(&huart1, (uint8_t*) data, len, 100); //tenia retardo de 100, ENVI
124     //HAL_UART_Transmit_IT(&huart1, (uint8_t*) data, len);
125     //delay_us_dwt(10000);
126     /* USER CODE END WHILE */

```

```

258 /* USER CODE END TIM2_Init 1 */
259 htim2.Instance = TIM2;
260 htim2.Init.Prescaler = 8400-1; //max. freq. micro. 84Mhz/8400=10000
261 htim2.Init.CounterMode = TIM_COUNTERMODE_UP;
262 htim2.Init.Period = 5; //10000/5=2000 Hz
263 htim2.Init.ClockDivision = TIM_CLOCKDIVISION_DIV1;
264 htim2.Init.AutoReloadPreload = TIM_AUTORELOAD_PRELOAD_DISABLE;

```

```

385@void HAL_ADC_ConvCpltCallback (ADC_HandleTypeDef*hadc){
386
387 //////////////////////////////////////////////////
388
389 HAL_ADC_Start_DMA(&hadc1, adcIn, NUM_ADC); //INICIA EL ADC EN MODO DMA (DIRECT ME
390 EMG1 = adcIn [0]; //CANAL 1
391 EMG2 = adcIn [1]; //CANAL 2
392
393 //activación de led pin13
394 HAL_GPIO_TogglePin(LED_GPIO_Port, LED_Pin); //LED PIN 13 DE LA PLACA
395 //HAL_GPIO_TogglePin(GPIO_Port, Pn 14); //LED PIN 13 DE LA PLACA
396 }

```

Figura 3. 60: Líneas de código agregadas y modificadas en el archivo Main para la lectura de dos canales analógicos a una frecuencia de muestreo de 2kHz con transmisión de datos mediante el puerto serie y el módulo Bluetooth HC05.

RESULTADOS

En este capítulo se presentarán los resultados finales que se obtuvieron con la banda sEMG. Todo el trabajo realizado se muestra en el diagrama de bloques de la Figura 4.1. Se pueden observar las diferentes etapas que fueron desarrolladas, las cuales se abordaron en el capítulo anterior. También se mostrarán las señales que fueron adquiridas con la banda sEMG utilizando sensores tipo seco de acero inoxidable y dos canales de adquisición. Las señales corresponden a un protocolo de 8 movimientos de la mano que más adelante se explicará.

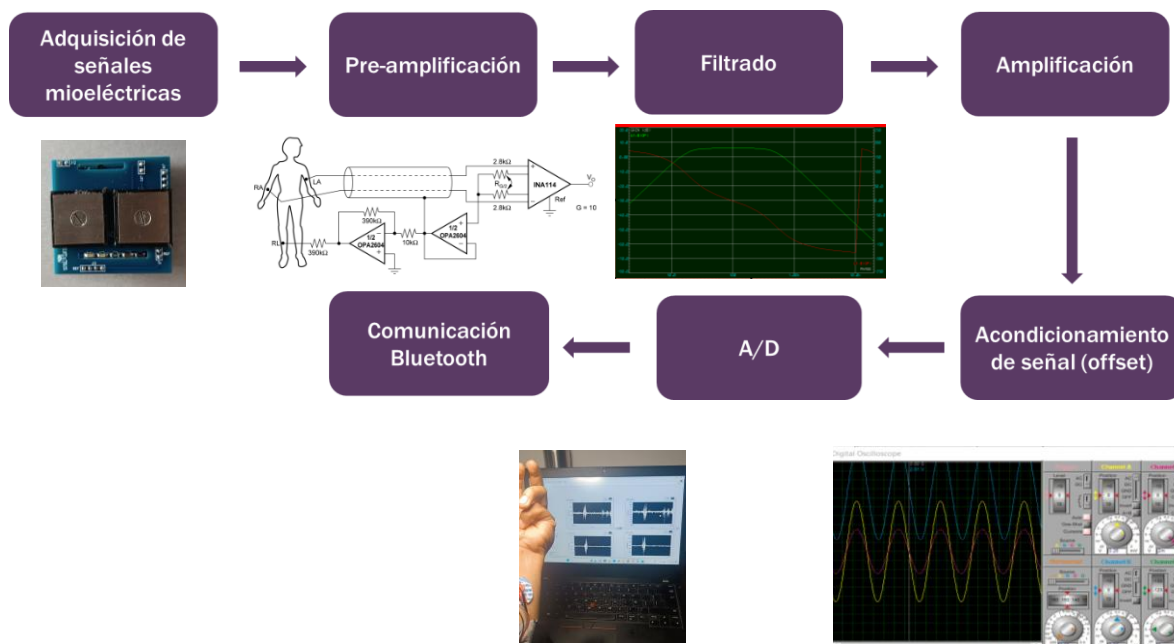


Figura 4. 1: Etapas desarrolladas para la fabricación de la banda sEMG.

La banda desarrollada en este proyecto fue fabricada con electrodos cuadrados de acero inoxidable de 2 cm x 2 cm. Los primeros prototipos se desarrollaron en protoboard. Posteriormente para disminuir los falsos contactos y los efectos capacitivos del protoboard se desarrolló un prototipo en placas de cobre. Esta versión consistió en tres placas colocadas una sobre la otra. El primer nivel tenía el filtro pasa bandas con el ancho de banda de 20 Hz a 500 Hz. La segunda etapa tenía la parte de pre-amplificación y amplificación y el último nivel tenía la etapa de los sensores. Esta versión solo fue utilizada para las pruebas de filtrado. Su tamaño impidió seguir con el desarrollo de esta versión. En la Figura 4.2 se muestra el sensor terminado. Esta versión nunca fue utilizada para adquisición de señales sEMG por el tamaño.

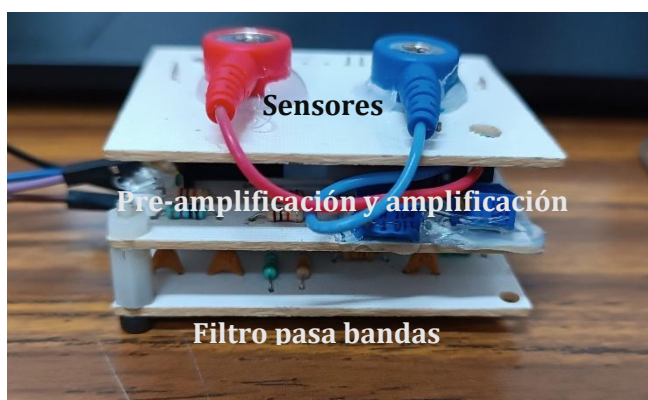


Figura 4. 2: Prototipo fabricado con placas de cobre para usarse con sensores de plata cloruro de plata.

Uno de los resultados esperados para este trabajo fue el desarrollo de una banda inalámbrica para la adquisición de señales sEMG, utilizando dos canales de adquisición a una frecuencia de muestreo de 2kHz, sensores secos fabricados de acero inoxidable y un diseño lo más compacto posible para poderse instalar en el antebrazo de los pacientes. Todas estas características se cumplieron y fue desarrollado en un sistema capaz de medir señales sEMG y muestreadas en base a un microcontrolador STM32F411. La información digitalizada fue enviada mediante Bluetooth usando un módulo externo HC05. Este módulo es capaz de enviar datos por el puerto serie haciendo una comunicación inalámbrica. La velocidad establecida para él envío de los datos fue de 12600 baudios. En la Figura 4.3 se muestra el desarrollo del sistema final, el circuito compacto y funcional utilizando los sensores secos. Este sistema fue

desarrollado en el software libre EASYEDA. Con este programa se diseñó la PCB final utilizando componentes de montaje superficial o también conocidos con SMD. El tamaño utilizado para estos componentes fue el 1206.

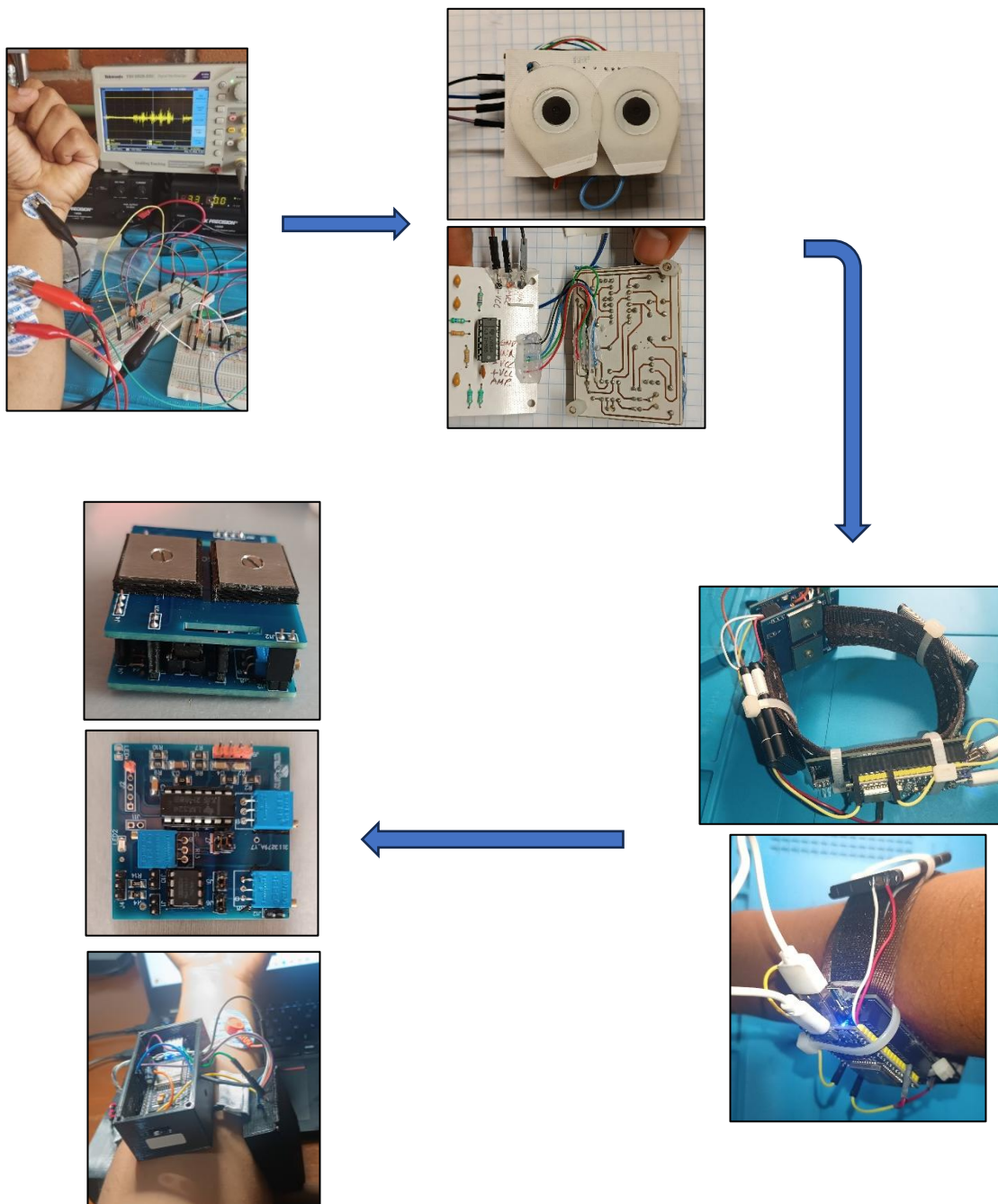


Figura 4. 3: Desarrollo de bandas inalámbrica para adquisición de señales sEMG con sensores secos.

En la Figura 4.5 se observa el diagrama que se utilizó para la fabricación del sensor sEMG, basado en el diagrama de bloques de la Figura 4.1. La ganancia total del sistema fue de 9409, para la primera etapa de pre-amplificación se utilizó una ganancia de 452.6, este valor resulta de sustituir $R_g=110.7\Omega$ en la Formula 3.45, dando como resultado lo siguiente.

$$G = \frac{50000\Omega}{110.7\Omega} + 1 = 452.6$$

Derivado de las variaciones de resistencia que se tuvieron con los potenciómetros se decidió utilizar trimpots. A diferencia de los potenciómetros convencionales los trimpots cuentan con una mayor resolución. También son conocidos como presets, lo cual son ideales para ajustar o calibrar sistemas electrónicos. Una de las ventajas de estos componentes es su tamaño compacto que lo hace ideal para utilizarse en sistemas donde se requiere ahorrar espacio. Por otro lado, su precisión lo hace ideal para el sistema en donde se necesitan valores de resistencia lineales para poder ajustar los valores de las ganancias y obtener mejores resultados. En la Figura 4.4a se tiene un potenciómetro convencional, el ancho es 17 mm mientras que en la Figura 4.4b se tiene un trimpot con un ancho de tan solo 0.89 mm.

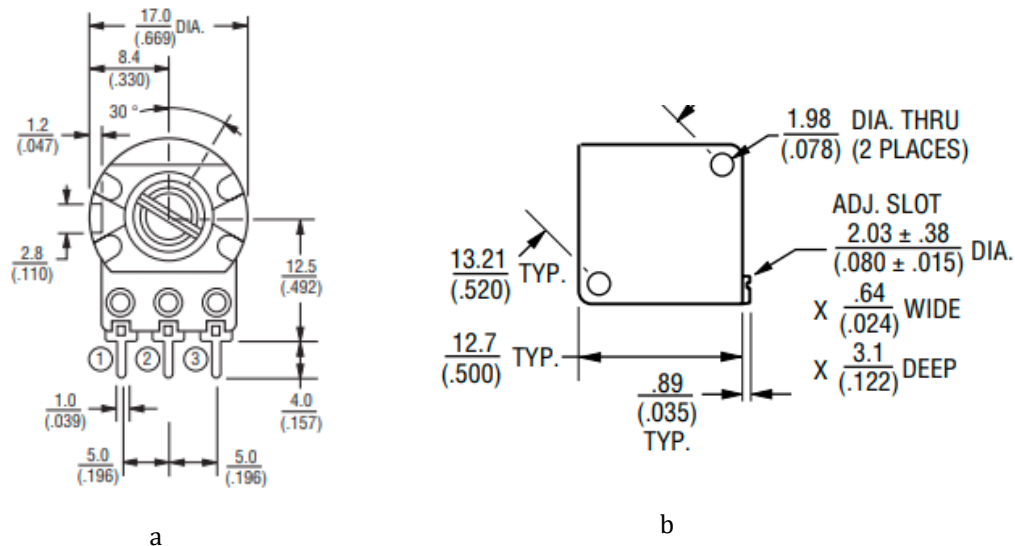


Figura 4. 4: Comparativa de tamaño de un potenciómetro convencional y un trimpot de precisión.

Para la segunda etapa se tiene una ganancia final de 20.79. Este valor resultó de sustituir los valores de resistencia en la ecuación 3.9. De la ecuación se puede deducir que el término $(1+(R_2/R_1))$ corresponde a la ganancia del sistema. Cabe mencionar que algunos autores toman como $R_1=R_i$ y $R_2=R_f$. Se obtiene el siguiente resultado.

$$V_{out} = V_{in} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

$$G = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{19.79k\Omega}{1k\Omega} = 20.79$$

Estos valores de resistencia se han tomado del circuito de la Figura 4.5 y son el resultado de realizar varias pruebas y encontrar los valores óptimos para las ganancias del sistema. Debido a la naturaleza de la de las señales sEMG para poder visualizarlas, se utilizan amplificadores de instrumentación que pueden tener ganancias de 10000. Un problema con esta metodología fue que las señales de ruido del sistema no se alcanzaban a eliminar y se amplificaban, provocando que las señales resultantes estuvieran saturadas. Por lo anterior, se determinó que la mejor forma de amplificar las señales sEMG era hacerlo en dos etapas, una etapa de pre-amplificación con una $G=452$, después pasar por una etapa de filtrado y finalmente una etapa de amplificación con una $G=20.79$. El diagrama electrónico de la Figura 4.5 muestra las etapas ya mencionadas. Se tiene la etapa de pre-amplificación, filtrado, amplificación y una etapa para offset. Los microcontroladores utilizados para las pruebas y para la versión final solo procesan señales positivas, es decir, señales con magnitud positiva. Las señales sEMG son alternas, lo que implica tener valores positivos y negativos, es decir, tienen un cruce por cero, provocando que el microcontrolador STM32F411 no pueda adquirir estos valores negativos. Para solucionar este problema se utilizó una etapa donde la señal original se desplazó al eje positivo, esto fue posible gracias al uso de un amplificador operacional en modo sumador. Las señales sumadas fueron la señal a la salida de la etapa de amplificación y una señal positiva generada con un divisor de voltaje. Con esta señal se desplazaron las señales sEMG al eje positivo de la gráfica, en este caso el cruce por cero se desplazó a la mitad del voltaje de operación del sistema. El voltaje utilizado para alimentar el PCB y el microcontrolador fue de 3.3V, ahora el centro de la señal sEMG será 1.65V. Con este método fue posible la adquisición de las señales sEMG. En la Figura 4.6 se muestra el efecto del

desplazamiento con el offset. Se tienen 3 señales: una señal con amplitud determinada de color rojo, la señal de color amarillo es la señal amplificada y por último una señal de color azul la cual se encuentra desplazada hacia el eje positivo.

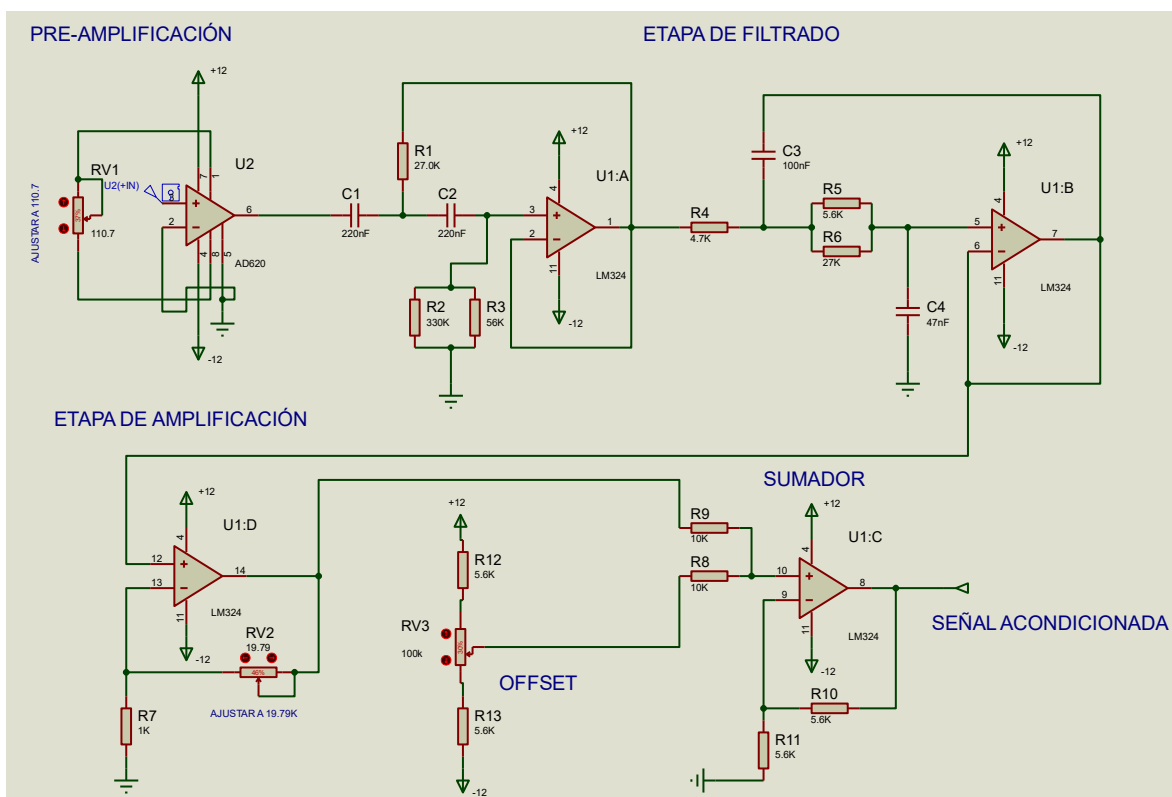


Figura 4. 5. Diagrama final para adquisición de señales sEMG con sensores secos con una ganancia final de 9404.

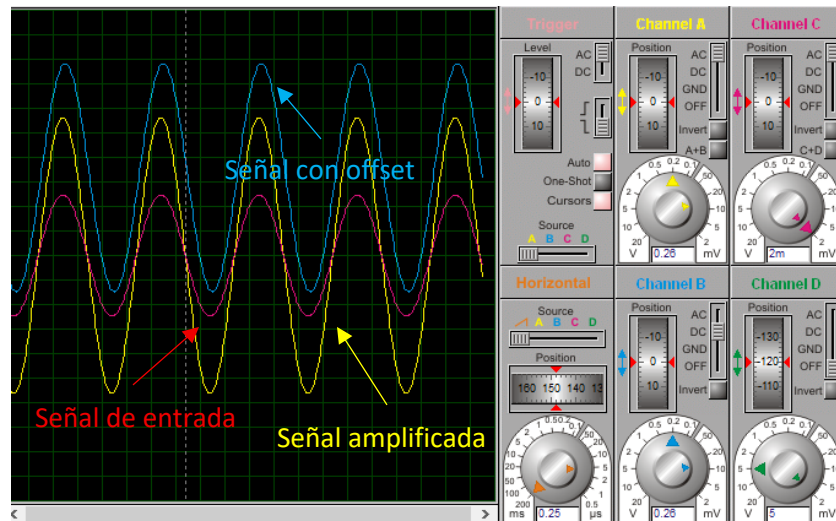


Figura 4. 6: Comportamiento de una señal con offset positivo.

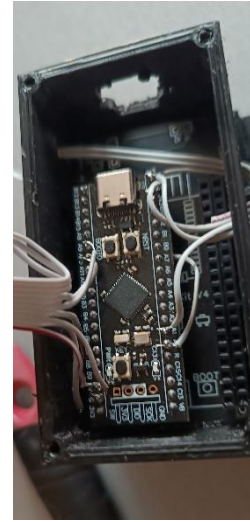
En la Figura 4.7 se observa la banda ensamblada con cuatro módulos, dos de ellos son los canales de adquisición (2 sensores); un módulo de adquisición y comunicación donde se tiene el microcontrolador y el Bluetooth para la transmisión de los datos; y por último un módulo para alimentar el sistema con baterías recargables. Las carcasas fueron fabricadas con una impresora 3D modelo: Kobra Neo de la marca Anycubic, con material PLA, se utilizó SolidWorks para el diseño de las piezas.



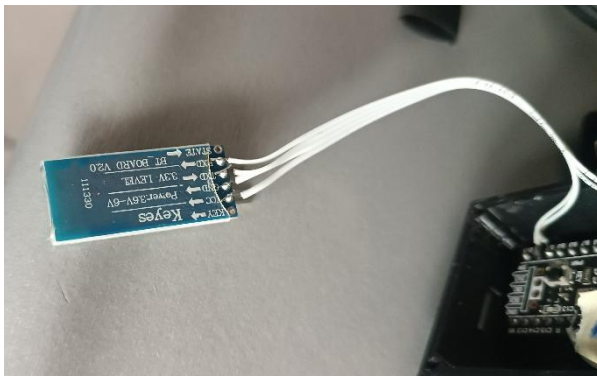
a



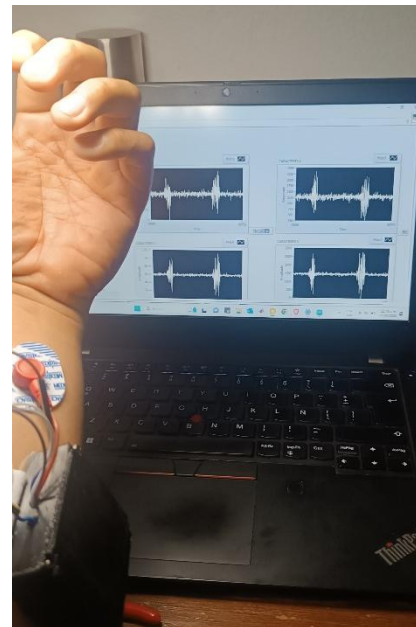
b



c



d



e

Figura 4. 7: a) Vista frontal de banda mioeléctrica con 2 canales de adquisición a una frecuencia de muestreo de 2kHz. b) Vista lateral de banda mioeléctrica con electrodos de acero inoxidable. c) Microcontrolador STM32F411. d) Módulo Bluetooth HC05. e) distancia máxima de operación 10 m.

4.1 Protocolo para la adquisición de señales mioeléctricas.

Para la adquisición de las señales sEMG con la banda mioeléctrica se siguió la secuencia de la Figura 4.8. Consiste en 8 movimientos los cuales están definidos en un estudio anterior utilizado para el entrenamiento de una red neuronal previamente desarrollada en el CIICAp. A continuación, se enumeran los puntos a considerar en este protocolo.

1. Se deben de hacer 5 repeticiones por cada movimiento
2. La duración de cada repetición es de 10 segundos
3. Entre cada repetición hay un descanso de 5 segundos para relajar el músculo.

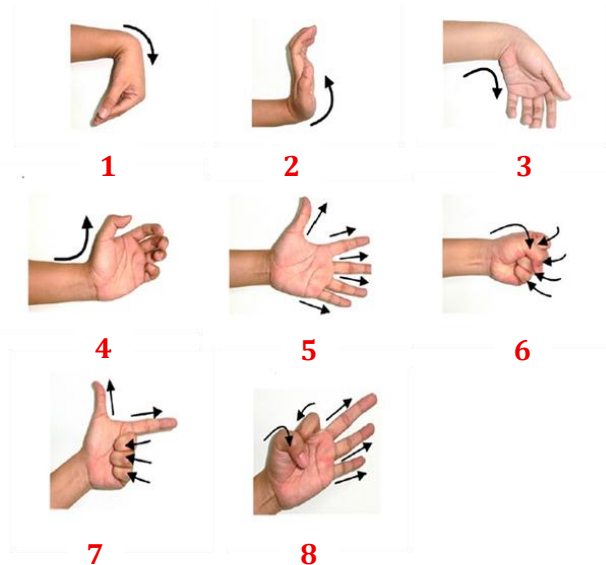


Figura 4. 8: Protocolo de movimientos para adquisición de señales mioeléctricas.

En la Figura 4.9 se muestran los resultados obtenidos del protocolo, la adquisición se realizó en Matlab y muestra las señales de los dos canales de la banda mioeléctrica.

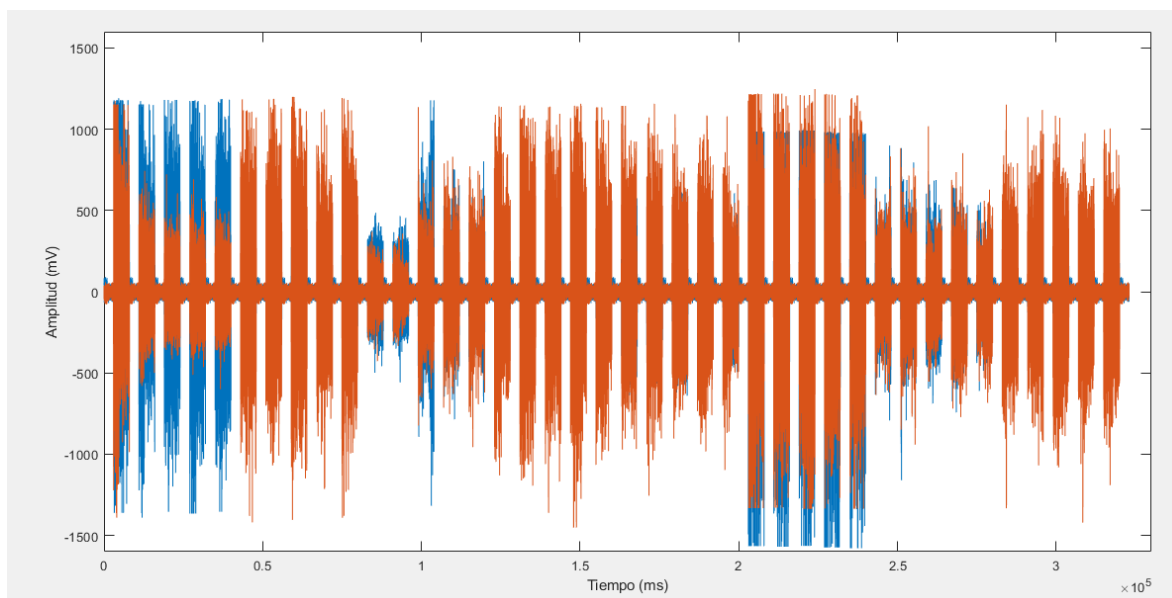


Figura 4. 9: Señales mioeléctricas obtenidas con la banda de 2 canales, siguiendo el protocolo de movimientos.

CONCLUSIONES

El desarrollo de este trabajo permitió comprobar la importancia de considerar las recomendaciones reportadas en estudios relacionados con la adquisición de biopotenciales del cuerpo humano. En particular, se trabajó con señales mioeléctricas superficiales (sEMG), las cuales presentan características específicas que deben tomarse en cuenta para su correcta adquisición y procesamiento. Estas señales presentan amplitudes particulares, generalmente de baja magnitud, lo que hace necesario el uso de dispositivos capaces de amplificarlas adecuadamente para su posterior análisis.

Debido a su baja amplitud, las señales sEMG son especialmente vulnerables al ruido, lo que puede provocar distorsiones que dificultan su adquisición. Por esta razón, es fundamental emplear amplificadores de instrumentación, los cuales ofrecen características importantes como altas ganancias y elevados valores de rechazo en modo común (CMRR). Actualmente existen diversos modelos comerciales, entre los que destacan el AD620, INA128 e INA114, los cuales fueron utilizados en el desarrollo de este trabajo junto con electrodos de plata/cloruro de plata para la medición de los biopotenciales. Estos electrodos presentan ventajas importantes, como su capacidad de adherirse a la piel, lo que los hace más estables durante pruebas dinámicas donde el paciente se encuentra en movimiento. Además, el gel conductor con el que cuentan ayuda a disminuir la impedancia de la piel, permitiendo obtener señales más limpias, lo cual resulta crucial en la adquisición de este tipo de señales.

No obstante, el objetivo principal de este trabajo fue el desarrollo de un sensor seco capaz de medir los potenciales de acción musculares y transmitir la información mediante comunicación Bluetooth. Para lograrlo, se tomaron en cuenta diversas consideraciones de diseño con el fin de obtener los mejores resultados posibles. Asimismo, se comprobó la importancia de seguir las recomendaciones establecidas por el proyecto SENIAM y por diversos estudios previos relacionados con el uso de sensores secos.

Para el desarrollo del sensor se utilizaron electrodos cuadrados de 2×2 cm fabricados en acero inoxidable. Aunque diversos trabajos previos recomiendan el uso

de sensores circulares con un diámetro aproximado de 1 cm, se comprobó que al aumentar el tamaño del electrodo éste se vuelve menos selectivo y requiere una mayor ganancia de amplificación. Esto implica también la amplificación de ruido proveniente de fuentes externas o internas del propio cuerpo humano, lo que podría representar una limitación cuando se requiere analizar la actividad de un músculo específico.

Durante las pruebas realizadas en el laboratorio también se observó la influencia de la frecuencia de la red eléctrica. Cuando el sistema se encontraba cerca de alguna fuente de corriente alterna, la señal de 60 Hz se superponía con las señales sEMG medidas mediante el osciloscopio. Para reducir este efecto, se optó por alimentar todo el sistema mediante baterías recargables de 3.3 Vcc, lo que permitió eliminar casi por completo dicha interferencia. Sin embargo, para trabajos futuros se podría considerar la implementación de un filtro notch que permita eliminar específicamente la frecuencia de 60 Hz correspondiente a la red eléctrica en México.

Otro aspecto importante observado durante el desarrollo experimental fue la influencia del cableado en la calidad de la señal. En las primeras pruebas realizadas con electrodos de plata/cloruro de plata, el movimiento de los cables generaba componentes de frecuencia indeseadas en la señal. Asimismo, se comprobó que mientras mayor era la longitud de los cables conectados a los electrodos, mayor era la atenuación de la señal obtenida. Por esta razón, se diseñó un sistema en el que el uso de cables fuera mínimo.

También se comprobó la importancia de realizar la amplificación de la señal sEMG en dos etapas. La primera etapa se implementó mediante un amplificador de instrumentación, seguida de una etapa de filtrado para eliminar componentes de ruido, y finalmente una segunda etapa de amplificación. Se intentó inicialmente realizar la amplificación de las señales sEMG en una sola etapa; sin embargo, los resultados no fueron satisfactorios debido a que también se amplificaba el ruido presente en la señal.

Como resultado final, se desarrolló un módulo electrónico en el que se integró los electrodos, la pre-amplificación, el filtrado, amplificación y comunicación inalámbrica. El diseño de las tarjetas PCB se realizó utilizando componentes SMD tamaño 1206. No obstante, para trabajos futuros se podría considerar el uso de componentes de menor tamaño, lo cual permitiría reducir significativamente las dimensiones del sistema, aunque esto implicaría el uso de herramientas como microscopios para facilitar el ensamblaje.

Finalmente, se plantea como trabajo futuro la posibilidad de incorporar baterías más compactas, aumentar el número de canales de adquisición, disminuir el tamaño de

los electrodos a 1 cm y que su forma sea circular. Esto permitiría obtener señales más confiables y generar bases de datos que podrían utilizarse para el entrenamiento de redes neuronales previamente diseñadas capaces de identificar distintos tipos de movimientos musculares, lo cual podría aplicarse en el control de prótesis de mano u otros dispositivos de asistencia.

REFERENCIAS

[1] Estadísticas a propósito del Día Internacional de las Personas con Discapacidad. (2025, 5 diciembre). [Comunicado de prensa].

https://www.inegi.org.mx/contenidos/saladeprensa/aproposito/2025/EAP_PersDiScap_25.pdf#:~:text=%E2%80%A2%20En%202024%2C%20hab%C3%ADa%209.5,con%20discapacidad%2C%20el%20gasto%20corriente

[2] ESTADÍSTICAS A PROPÓSITO DEL DÍA INTERNACIONAL DE LAS PERSONAS CON DISCAPACIDAD. (2024). En INEGI. Recuperado 27 de octubre de 2025, de https://www.inegi.org.mx/contenidos/saladeprensa/aproposito/2024/EAP_PCD24.pdf

[3] Medición de pobreza 2022. (2022).

https://www.coneval.org.mx/Medicion/MP/Paginas/Pobreza_2022.aspx

[4] Finch, J. (2011, pp. 548-549). The ancient origins of prosthetic medicine. The Lancet, 377(9765). [https://doi.org/10.1016/s0140-6736\(11\)60190-6](https://doi.org/10.1016/s0140-6736(11)60190-6)
[https://www.thelancet.com/journals/lancet/article/PIIS0140-6736\(11\)60190-6/fulltext#articleInformation](https://www.thelancet.com/journals/lancet/article/PIIS0140-6736(11)60190-6/fulltext#articleInformation)

[5] Győry, H. (2019, pp. 87-100). Aegyptus et pannonia, Acta Symposii anno 2019. Archeobooks.

[6] Redacción. (2018, 25 marzo). Ambroise Paré, el barbero convertido en médico de los reyes de Francia que cambió la cirugía para siempre. BBC News Mundo. <https://www.bbc.com/mundo/noticias-43478384>

[7] Un breve recorrido por la historia de la protésica. (2007). inMotion, 17(7).

[8] The medical and surgical uses of electricity.: Rockwell, A. D. (Alphonso David), 1840-1925: Free Download, Borrow, and Streaming: Internet Archive. (1896). Internet Archive.

<https://archive.org/details/medicalsurgicalu1896rock/page/40/mode/2up>

[9] Recordando a Luigi Galvani en el bicentenario de su muerte. (1998). Academia Nacional de Medicina, 135(3), 324-325.

[10] Sistema nervioso central (SNC). (2023, 30 octubre). Kenhub.

<https://www.kenhub.com/es/library/anatomia-es/sistema-nervioso-central-snc>

- [11] ¿Cuáles son las partes del sistema nervioso? (2019, 17 octubre).
<https://espanol.nichd.nih.gov/>.
<https://espanol.nichd.nih.gov/salud/temas/neuro/informacion/partes>
- [12] G367: Tema 4. Fisiología del músculo esquelético. (s. f.).
<https://ocw.unican.es/mod/page/view.php?id=543&lang=en>
- [13] Chicharro, J. L., & Vaquero, A. F. (2006). Fisiología del ejercicio. Ed. Médica Panamericana.
- [14] Silverthorn, D. U. (1982, pp. 225-442). Fisiología humana: un enfoque integrado. Ed. Médica Panamericana.
- [15] Pocock, G., & Richards, C. D. (2005, pp. 75-157). Pocock, G., Fisiología Humana, 2a ed. ©2005. Elsevier España.
- [16] Siegel, A. (2011, pp. 84-89). Essential Neuroscience. Ed. Lippincott Williams & Wilkins
- [17] Konrad, P. (2005). The ABC of EMG: A Practical Introduction to Kinesiological Electromyography. Noraxon INC. USA.
- [18] Ibarra Lúzar, J. I. (2005). Técnicas instrumentales de diagnóstico y evaluación en rehabilitación: Electromiografía clínica. Elsevier, 39, 265-276.
- [19] An essay on electricity, explaining the principles of that useful science; and describing the instruments, contrived either to illustrate the theory, or render the practice entertaining. To which is now added, a letter to the author, from Mr. John Birch, . . . The fourth edition. By George Adams, . . . 1792: Adams, George.: Free Download, Borrow, and Streaming: Internet Archive. (1792). Internet Archive. https://archive.org/details/bim_eighteenth-century_an-essay-on-electricity-_adams-george_1792/page/n1/mode/2up
- [20] Redi, F. 1671. Esperienze intorno a diverse cose naturali e particolarmente a quelle che ci sono portate dalle Indie, pp. 47-51. Florence: 1671. Reprinted in Le Più Belle Pagine di Francesco Redi, ed. P. Giacosa, pp. 105- 09, Milan: Fratelli Treves, Editori, 1925.
- [21] Cavallo, T. (1786, pp. 309-311). T. A Complete Treatise on Electricity, in Theory and Practice (3.a ed.). Author.
- [21] S. GASSER, H. (s. f.). THE CLASSIFICATION OF NERVE FIBERS. The Rockefeller Institute For Medical Research, 41, 145-159.
- [22] Weddell, G., Feinstein, B., & Pattle, R. E. (1944). THE ELECTRICAL ACTIVITY OF VOLUNTARY MUSCLE IN MAN UNDER NORMAL AND PATHOLOGICAL CONDITIONS. Brain, 67(3), 178-257. <https://doi.org/10.1093/brain/67.3.178>

- [23] Merletti, R. (2000). Proceedings of the European Commission on Surface EMG for Non-invasive Assessment of Muscles (SENIAM).
- [24] Welcome to SENIAM. (s. f.). <http://www.seniam.org/>
- [25] Hermens, H. J. (1999). European Recommendations for Surface Electromyography Results of the SENIAM Project. Roessingh Research And Development b.v., 108-112.
- [26] Ramírez, A., & Garzón, D. A. (2013). Sensitivity analysis for the positioning of electrodes in surface electromyography (semg). Revista Facultad de Ingeniería Universidad de Antioquia, 46, 70-79. <https://doi.org/10.17533/udea.redin.17930>
- [27] Hackford. (2023, 13 enero). "The surface state job" CHM. <https://computerhistory.org/blog/the-surface-state-job/>
- [28] Kilby, J. S., & Inc, T. I. (1959, 6 febrero). US3138743A - Miniaturized electronic circuits- Google Patents. <https://patents.google.com/patent/US3138743A/en>
- [29] Museo ETSIT – Museo de la Telecomunicación Vicente Miralles Segarra. (s. f.). <https://museotelecomvlc.webs.upv.es/valvulas-de-vacio/>
- [30] STMicroelectronics. (s. f.). STMicroelectronics: Our technology starts with you. <https://www.st.com/resource/en/datasheet/tl084ac.pdf>
- [31] Savant, C. J., Roden, M. S., & Carpenter, G. L. (1998, pp. 339-361). Diseño electrónico: circuitos y sistemas (2.a ed.). Editorial Addison-Wesley Iberoamericana.
- [32] Hayt, W. H. J., Kemmerly, J. E., Phillips, J. D., & Durbin, S. M. (2012, pp. 173-180). Análisis de circuitos en ingeniería (8.a ed.). Mc Graw Hill.
- [33] Malvino, A. P. (2000, pp. 710-716). Principios de electrónica (6.a ed.). Mc Graw Hill.
- [34] Salazar, O. A., Angarita, J. I. G., & Vargas, J. A. M. (2007). Diseño de un electromiógrafo con procesador digital de señales para captación de señales musculares. Revistas Universidad Tecnológica de Pereira (Universidad Tecnológica de Pereira), 13(1), 2. <https://doi.org/10.22517/25395203.971>
- [35] Copy of Roman artificial leg, London, England, 1905-1915 | Science Museum Group Collection. (s. f.). <https://collection.sciencemuseumgroup.org.uk/objects/co84549/copy-of-roman-artificial-leg-london-england-1905-1915>
- [36] McManus, L., De Vito, G., & Lowery, M. M. (2020). Analysis and Biophysics of Surface EMG for Physiotherapists and Kinesiologists: Toward a Common Language With Rehabilitation Engineers. Frontiers In Neurology, 11, 576729. <https://doi.org/10.3389/fneur.2020.576729>
- [37] Contraccion a nivel molecular Cheat Sheet. (s. f.). Cheatography.

<https://cheatography.com/soymedicablasto/cheat-sheets/contraccion-a-nivel-molecular/>

[38] Betts, J. G., Young, K. A., Wise, J. A., Johnson, E., Poe, B., Kruse, D. H., Korol, O., Johnson, J. E., Womble, M., & DeSaix, P. (2013, 25 abril). 12.4 The Action Potential - Anatomy and Physiology | OpenStax. <https://openstax.org/books/anatomy-and-physiology/pages/12-4-the-action-potential>

[39] Materi, M., & Materi, M. (2022, 1 junio). Diferencia entre EMG y NCV | Academia de terapia de manos. Academia de Terapia de Manos. <https://www.handtherapyacademy.com/es/diagnosticos/conoce-la-diferencia-entre-una-electromiografia-emg-y-un-estudio-de-velocidad-de-conduccion-nerviosa-ncv/>

[40] Hhackbarf. (2023b, enero 13). "The surface state job" CHM. <https://computerhistory.org/blog/the-surface-state-job/>

[41] Wikipedia contributors. (2026, 8 febrero). Integrated circuit - Wikipedia. https://en.wikipedia.org/wiki/Integrated_circuit#/media/File:Kilby_solid_circuit.jpg

[42] Grifantini, K. (2020, 2 abril). Moore's Law. MIT Technology Review. <https://www.technologyreview.com/2008/12/22/216817/moores-law/>

[43] The Philbrick Archive. (s. f.). <http://www.philbrickarchive.org/>

[44] Hoja de datos amplificador operacional TL084. (s. f.). st.com. <https://www.st.com/en/amplifiers-and-comparators/tl084c.html>

[45] Hoja de datos amplificador de instrumentación. (s. f.). analog.com. <https://www.analog.com/en/search.html?query=AD620>

[46] Search results | TI.com. (s. f.). <https://www.ti.com/sitesearch/en-us/docs/universalsearch.tsp?langPref=en-US&nr=1470&searchTerm=INA114#q=INA114>

[47] File: Conversor AD Peq.svg - Wikimedia Commons. (2007, 8 agosto). https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Conversor_AD_peq.svg

[48] Adquirir una señal analógica: ancho de banda, teorema de muestreo de Nyquist y Aliasing. (2006, 31 agosto). NI. <https://www.ni.com/es/shop/data-acquisition/measurement-fundamentals/analog-fundamentals/acquiring-an-analog-signal--bandwidth--nyquist-sampling-theorem-.html?srsId=AfmBOoqeQjPx0FBFp7Oud2QIXOz78aPR0kntBdGUGBedw8ELbG9xPG-r>



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DEL
ESTADO DE MORELOS



Facultad de Ciencias
Químicas e Ingeniería

FACULTAD DE CIENCIAS QUÍMICAS e INGENIERÍA

PROGRAMAS EDUCATIVOS DE CALIDAD RECONOCIDOS POR CIEES, CACEI Y CONAHCYT

SGI Certificada en la norma ISO 9001:2015 e ISO 21001:2018

FORMATO T-2

NOMBRAMIENTO DE COMISIÓN REVISORA

Y DICTAMEN DE REVISIÓN

Cuernavaca, Mor., a 10 de marzo del 2026.

DR. MARIO LIMON MENDOZA
DR. J. GUADALUPE VELÁSQUEZ AGUILAR
DR. JORGE ARTURO SANDOVAL ESPINO
DR. JOSE GERARDO VERA DIMAS
DR. MARIO ACOSTA FLORES
P R E S E N T E

Por este conducto, me permito informarle que ha sido asignado como integrante de la comisión revisora de la tesis que presenta **MOISES ARTURO REYES MARTINEZ** titulado: **Diseño e implementación de una banda inalámbrica para la adquisición de señales mioeléctricas (sEMG).** Realizada bajo la dirección del Dr. Mario Limon Mendoza y la Co-dirección del Dr. J. Guadalupe Velásquez Aguilar, del Programa Educativo de la Maestría en Ingeniería Eléctrica y Electrónico. Agradezco su valiosa participación en esta Comisión y quedo a sus órdenes para cualquier aclaración o duda al respecto.

ATENTAMENTE
Por una humanidad culta

MTRA. ANGELICA GALINDO FLORES
DIRECTORA DE LA FCQEI

D I C T A M E N

MTRA. ANGELICA GALINDO FLORES
DIRECTORA DE LA FCQEI
P R E S E N T E

En respuesta a su amable solicitud para formar parte de la Comisión Revisora de la tesis mencionada y una vez realizada la revisión correspondiente, me permito informarle que mi VOTO es:

DICTAMEN

NOMBRE	VOTO	FIRMA
DR. MARIO LIMON MENDOZA	APROBADO	
DR. J. GUADALUPE VELÁSQUEZ AGUILAR	APROBADO	
DR. JORGE ARTURO SANDOVAL ESPINO	APROBADO	
DR. JOSE GERARDO VERA DIMAS	APROBADO	
DR. MARIO ACOSTA FLORES	APROBADO	

Se anexan firmas electrónicas





UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DEL
ESTADO DE MORELOS

Se expide el presente documento con firma electrónica UAEM, soportada por el certificado vigente a la fecha de su elaboración y con efectos plenos de conformidad con los LINEAMIENTOS EN MATERIA DE FIRMA ELECTRÓNICA PARA LA UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DEL ESTADO DE MORELOS PUBLICADOS en el ÓRGANO INFORMATIVO UNIVERSITARIO "ADOLFO MENÉNDEZ SAMARÁ" número 117 de fecha 20 de abril de 2021.

Sello electrónico

ANGELICA GALINDO FLORES | Fecha:2026-03-10 17:35:53 | FIRMANTE

SN31800vg4f60vRNMWSnk55FkuGG/bRBRZbLdplhS2wl8xZ3upllksa4uSjCbSBJ0nAf96fwXDont8krJbquw0qu5cIWP29GOlovCKek1zsn6pu9KrASH4AySqPptiq+Z1zu/afDGM
M0w1Q6pkvpi87Tpik5HnJ5SD40rtz4+EXkalAjTP/AhEqAH4hDjJGxNA7A5e+nZZKiteVvzsJraThFwouMHITiWDR+E+g8wADkD9PNe/xY0s/OJNkXx6lhrSpqzYZX/Fosh9wntHg5
11AHff12BF0uKVXnefqf5YoT7v5Zkxr6mtqaoZrv9VhVmyCPKZxFPBr7DyjUbbg==

Puede verificar la autenticidad del documento en la siguiente dirección electrónica o
escaneando el código QR ingresando la siguiente clave:



DsebGO3VZ

<https://efirma.uaem.mx/noRepudio/lojfkpPmJSCvqdiefGBIOCmR2g3Z5FAp>



UAEM
RECTORÍA
2023-2029



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DEL
ESTADO DE MORELOS

Se expide el presente documento con firma electrónica UAEM, soportada por el certificado vigente a la fecha de su elaboración y con efectos plenos de conformidad con los LINEAMIENTOS EN MATERIA DE FIRMA ELECTRÓNICA PARA LA UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DEL ESTADO DE MORELOS PUBLICADOS en el ÓRGANO INFORMATIVO UNIVERSITARIO "ADOLFO MENÉNDEZ SAMARÁ" número 117 de fecha 20 de abril de 2021.

Sello electrónico

MARIO LIMON MENDOZA | Fecha:2026-03-11 13:11:29 | FIRMANTE

YIDNJUzn5xLTWLF8Hw1lQBdNR5yoeutdwS/UilL0Fo8MSgQ+vxNHxvOfhwU9AdP8X7Qx8xUQD96KKPjVo2VAIQyPqpG4fluMtZWAlwpVf6B4Fzj0sc/qeNblKrAyauuvdCpo/VGRCRqrrYIm9HS+ufOvgdnMeDpuSle1HBqgR0MWsifYMQBtFGez6hYe/Td4aVSCeyAd4YWRJ2fSFsXrplUYfVQvjXoeRSXZjzrKdwFsNAq7Rmu9vc1++e/7zpkDrC5C5RUsO7Adaz+DrKq39SykTBkzeEtja7ex8J5D7YgwGT5lqFPTOpnc56J1LjmFJY1rDL+Y+KZo89EjNA==

J GUADALUPE VELASQUEZ AGUILAR | Fecha:2026-03-11 13:33:33 | FIRMANTE

S0RnEzHJua/XrGOUBRXqgGgZzEnUA7+D0iwwklZ3ch/EvT0mM4EZqg8Rk+GMuEtAilUPbj9D4ul5Zj7lcoB/cashpuBGdMkjPlolglvRuXS6Vj1T8lsSt1ZWuEPy43qlbBAf+AbklJfzlf+XNCL513lRz/deKqef3UpQq5qSOytT2DPsYng8vOHJRQszCFj3Uq0G08f50HxVuP67mvtKwvGilFnNNIABKN3TvimzshxRPYK2l3Kwj1jky/nGlc6gNfl0jrvVdT3x/rA/qRvLu6wo5XtZD9NeGxndd/WwDYVuTW+KZD0GArl80QGL79yHuVABFhQ18OY0tqtB84SA==

JORGE ARTURO SANDOVAL ESPINO | Fecha:2026-03-11 14:16:43 | FIRMANTE

MNCQilhRD10QRteDhSv+6laBKT60LFv63Tdmhls6+/rbSb9UCz34dGzmBqGSRsVDSKAJO5zcVrb/gBoBadQpt9KWjeK/4JSg5E/nlnDxmPfqfZrojc/nX3XF0XeJrthLOb4DB7HD4yUR1d9gFc1XT/gKvd3WlOI9x8aoYrpoApawmmnJE7imEFJuUJK/zHVnKiPsNVxtbYgqrrYltjBYReSiBojI3X9Nw227Kt9Ezn7scK3crF7TJY26FKu4fodA4VkwW+rnsTTQbRGRLrOoZf7O1F5kDVpp1g4h1GE89iHOU2AN6bp3VCXyXJbMp7lQuW6bElezYI+P9zBhAEqQ==

JOSE GERARDO VERA DIMAS | Fecha:2026-04-23 00:11:11 | FIRMANTE

gajlkHkx+cgVn/q8gYNU+a9RzTbYNQKnobkPt0qdxpp7GKx5R34Hf46PebaDN9DtVJuQc9TQGlsjybFYHFHmXRh7+N/gVICFZv/O6zWp2ZAfeqVxi2/G0M5bbaXSRrV984ZAgZEOKFJUx9+RoZdWlaJAKz7NF/XvK0hENA++wEVIHj+yqR9JG3gKd0iKqrmBhfe14QLs44C8KSNrUxK1E74XIGzWF4GuBk7QJk9cshk0Kqm7LHcdYjuvLLm8F41gXukntUN8mAfbib5tM4CiAlf+pHbyl8w5f7D2V9AIS2tzS7c+NKxC0x3pnGJ9Prleo/xhYa7zgS6KilhkpoSFA==

MARIO ACOSTA FLORES | Fecha:2026-04-30 11:48:37 | FIRMANTE

ou85x1pEh24G7cSE5xTVcl2aSj0X2vDIH6hUiUp2T+1KMnYS3jTkhXEaUceeGvoDYUF2Mj7X9KHgg1Ri2OSLfbfEXJxfNBn8pFvRULfkDGD0KwDAMpKDj32fq9p1QrSA4azYILPZ9FAUsOc0e8MFVhOucTJs98jlkMLafXGIRV/OmNrhg6TlBxz+NOOtTYd1huhPlmvKXb/HRHRC5AToBtpOMYSL6RnAPpzCBiNr6+X2+HUoTww11O8/O1mdpMclynVE7Jnv5Y5rz3uX27s7poFLWEWckxYtJdy1+FKAAJ9q/Axgj9QDJgsSS5U6gsfmV6R3Nqv73oC7dRyXGKA==

Puede verificar la autenticidad del documento en la siguiente dirección electrónica o
escaneando el código QR ingresando la siguiente clave:



myQYXgdsI

<https://efirma.uaem.mx/noRepudio/RQxmvvCESpjlnkj5ZzwHJbw4x3WagrF>



UAEM
RECTORÍA
2023-2029