



UNIVERSITAT  
POLITÈCNICA  
DE VALÈNCIA



Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño

# UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA

Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño

---

*TRABAJO FINAL DEL*

*REALIZADO POR*

*TUTORIZADO POR*

CURSO ACADÉMICO: 2020/2021

# Resumen

Este proyecto consiste en el diseño y desarrollo del circuito de un electromiograma (EMG), incluyendo los correspondientes cálculos y valoración de elección de los componentes más adecuados. Tras diseñar dicho sistema electrónico, se realizará la simulación correspondiente para confirmar el funcionamiento teórico. Posteriormente se implementará y comprobará su correcto funcionamiento mediante el análisis de las contracciones musculares. Además, servirá para el estudio de la fatiga muscular en contracciones dinámicas y estáticas.

En este documento se pueden encontrar diversas secciones que detallan el diseño del circuito EMG. En primer lugar, se encuentra la memoria, en la que se establece el objetivo, necesidades, limitaciones y condiciones, así como la definición de los conceptos básicos. Adicionalmente, se explican las alternativas que se han tenido en cuenta para el diseño y se justifican las soluciones escogidas. Finalmente, se establece la discusión y conclusión de los resultados obtenidos en los ensayos.

Por otra parte, se encontrarán detallados los esquemas del circuito y los planos del diseño de la placa PCB, y, además, el presupuesto del coste que representa el diseño del proyecto y el pliego de condiciones a tener en cuenta durante el análisis e implementación del mismo.

**Palabras clave:** Electromiograma, EMG, captación señal, procesamiento señal, fatiga muscular, contracciones musculares

# Resum

Aquest projecte consisteix en el disseny i desenvolupament del circuit d'un electromiograma (EMG), incloent els corresponents càlculs i valoració d'elecció dels components més adequats. Després de dissenyar aquest sistema electrònic, es realitzarà la simulació corresponent per confirmar el funcionament teòric. Posteriorment s'implementarà i comprovarà el seu correcte funcionament mitjançant l'anàlisi de les contraccions musculars. A més, servirà per a l'estudi de la fatiga muscular en contraccions dinàmiques i estàtiques.

En aquest document es poden trobar diverses seccions que detallen el disseny del circuit EMG. En primer lloc, es troba la memòria, en la qual s'estableix l'objectiu, necessitats, limitacions i condicions, així com la definició dels conceptes bàsics. Addicionalment, s'expliquen les alternatives que s'han tingut en compte per al disseny i es justifiquen les solucions escollides. Finalment, s'estableix la discussió i conclusió dels resultats obtingut en els assajos.

D'altra banda, es trobaran detallats els esquemes de circuit i els plànols del disseny de la placa PCB, i, a més, el pressupost del cost que representa el disseny del projecte i el plec de condicions a tenir en compte durant l'anàlisi i implementació del mateix.

**Paraules clau:** Electromiograma, EMG, captació senyal, processament senyal, fatiga muscular, contraccions musculars

# Abstract

This project consists of the design and development of an electromyogram (EMG) circuit, including the corresponding calculations and assessment of the choice of the most suitable components. After designing the electronic system, the corresponding simulation will be carried out to confirm the theoretical operation. Subsequently, it will be implemented and its correct operation will be checked by analysing muscle contractions. It will also be used to study muscle fatigue in dynamic and static contractions.

This document contains several sections detailing the design of the EMG circuit. Firstly, there is the memory, in which the objective, needs, limitations and conditions are established, as well as the definition of the basic concepts. In addition, the alternatives that have been taken into account for the design are explained and the chosen solutions are justified. Finally, the discussion and conclusion of the results obtained in the tests is established.

On the other hand, the circuit diagrams and the PCB board design plans are detailed, as well as the cost estimate for the project design and the specifications to be taken into account during the analysis and implementation of the project.

**Keywords:** Electromyogram, EMG, signal uptake, signal processing, muscle fatigue, muscle contractions

# Agradecimientos

A los profesores que me han enseñado a lo largo de la carrera los conocimientos y técnicas necesarias para poder llevar a cabo este trabajo de fin de grado. A mi tutor y profesor Salvador Coll, cuya guía y dedicación prestada en todo momento durante el proyecto ha sido esencial para su desarrollo. A los técnicos de los laboratorios de la ETSID por los materiales prestados y recomendaciones sugeridas.

A mis padres y hermano, quiénes me han apoyado a lo largo de mi vida con todos mis proyectos y ambiciones, permitiéndome cumplir todos y cada uno de ellos.

A mis amigos y compañeros, gracias a los cuáles estos años han sido amenos y divertidos.

## Índice

<b>Resumen</b> .....	1
<b>Resum</b> .....	2
<b>Abstract</b> .....	3
<b>Agradecimientos</b> .....	4
<b>Índice de Figuras</b> .....	8
<b>Documento I: Memoria</b> .....	10
<b>1. Objeto del proyecto</b> .....	10
<b>2. Introducción, antecedentes y necesidades del proyecto.</b> .....	10
2.1. Electromiografía .....	10
2.2. Fatiga muscular .....	12
2.3. Electrónica básica.....	13
2.3.1. Ruido .....	13
2.3.2. Amplificadores operacionales .....	14
2.3.3. Filtros.....	15
2.3.4. Circuitos rectificadores.....	18
2.3.5. Integrador.....	19
2.3.6. Detector de envolvente.....	20
2.3.7. Conversión analógica a digital.....	20
2.3.8. Diseño PCB .....	21
2.4. Estudio de necesidades .....	22
<b>3. Factores a considerar</b> .....	22
3.1. Limitaciones .....	22
3.2. Condiciones .....	22
3.2.1. Posicionamiento electrodos.....	23
<b>4. Planteamiento de soluciones alternativas</b> .....	25
4.1. Configuración circuito .....	25
4.1.1. Amplificación.....	25
4.1.2. Filtros.....	26
4.1.3. Rectificador de onda .....	26
4.1.4. Integrador.....	28
4.1.5. Alisado de señal.....	29
4.1.6. Convertidor analógico a digital (ADC) .....	30
4.2. Componentes .....	31
4.2.1. Electrodos.....	31
4.2.2. Amplificadores de instrumentación.....	33

4.2.3.	Amplificadores operacionales .....	34
4.2.4.	Resistencias y condensadores .....	35
4.2.5.	Diodos.....	36
4.2.6.	ADC.....	36
<b>5.</b>	<b>Descripción detallada de la solución adoptada .....</b>	<b>37</b>
5.1.	Diagrama de bloques .....	38
5.1.1.	Pre-amplificación.....	38
5.1.2.	Filtros.....	38
5.1.3.	Amplificador .....	39
5.1.4.	Rectificador de onda .....	40
5.1.5.	Integrador.....	40
5.1.6.	Alisado de la señal .....	40
5.1.7.	ADC.....	41
5.2.	Componentes .....	41
5.2.1.	Electrodos.....	42
5.2.2.	Pre-amplificación.....	43
5.2.3.	Filtros.....	44
5.2.4.	Amplificador .....	48
5.2.5.	Rectificador de onda e integrador .....	49
5.2.6.	Alisado de la señal .....	50
5.2.7.	ADC.....	51
<b>6.</b>	<b>Simulación .....</b>	<b>52</b>
<b>7.</b>	<b>Implementación del circuito .....</b>	<b>60</b>
7.1.	Material empleado.....	60
7.2.	Prototipo .....	61
7.3.	PCB .....	63
<b>8.</b>	<b>Ensayos.....</b>	<b>64</b>
8.1.	Ensayos previos .....	64
8.1.1.	Pre-amplificación.....	65
8.1.2.	Filtros.....	65
8.1.3.	Amplificador .....	68
8.1.4.	Circuito .....	69
8.1.5.	Rectificador e integrador.....	70
8.1.6.	Alisado de la señal .....	71
8.2.	Ensayos finales .....	71
<b>9.</b>	<b>Resultados .....</b>	<b>77</b>

<b>10. Discusión</b> .....	78
<b>11. Conclusiones</b> .....	79
<b>Anexo I: Breve estudio económico</b> .....	82
<b>Anexo II: Código Arduino</b> .....	83
<b>Anexo III: Código MATLAB</b> .....	84
<b>Anexo IV: Esquema circuito</b> .....	85
<b>Anexo V: Circuito implementado</b> .....	86
<b>Documento II: Planos</b> .....	87
<b>Documento III: Pliego de condiciones</b> .....	99
<b>1. Objeto del proyecto</b> .....	99
<b>2. Condiciones de los materiales</b> .....	99
2.1. Electrodos.....	99
2.2. Resistencias .....	99
2.3. Condensadores.....	100
2.4. Diodos.....	100
2.5. Potenciómetros.....	100
2.6. Circuitos integrados .....	101
2.7. Batería .....	101
<b>3. Condiciones de la ejecución</b> .....	101
<b>4. Pruebas y ajustes finales</b> .....	102
<b>5. Condiciones legales</b> .....	102
<b>Documento IV: Presupuesto</b> .....	104
<b>1. Introducción</b> .....	104
<b>2. Mano de obra</b> .....	104
<b>3. Equipos de trabajo</b> .....	105
<b>4. Software</b> .....	106
<b>5. Componentes electrónicos</b> .....	106
5.1. Precios elementales .....	106
5.2. Precios descompuestos.....	107
5.3. Precios unitarios.....	108
5.4. Precios mediciones.....	109
5.5. Valoración .....	109
<b>6. Síntesis</b> .....	109
<b>Bibliografía</b> .....	110

# Índice de Figuras

<i>Figura 1: imagen detallada de la unida motora y sus elementos constituyentes.</i>	11
<i>Figura 2: representación de potencial de acción.</i>	11
<i>Figura 3: diagrama de Bode (izquierda) y circuito (derecha) de un filtro de paso alto de segundo orden.</i>	16
<i>Figura 4: diagrama de Bode (izquierda) y circuito (derecha) correspondiente a un filtro de paso bajo de segundo orden.</i>	17
<i>Figura 5: diagrama de Bode filtro de pasa banda.</i>	17
<i>Figura 6: ejemplo de diagramas obtenidos como resultado de la implantación de un circuito Notch.</i>	18
<i>Figura 7: resultado obtenido de la señal de salida dependiendo de la posición del diodo, polarización directa (derecha) o polarización inversa (izquierda).</i>	19
<i>Figura 8: resultado de rectificar una onda senoidal por completo.</i>	19
<i>Figura 9: circuito analógico integrador.</i>	20
<i>Figura 10: ejemplo de resultado obtenido tras ser tratada la señal por un detector de envolvente.</i>	20
<i>Figura 11: ejemplo del efecto obtenido por aliasing.</i>	21
<i>Figura 12: zona aproximada del bíceps para localizar los electrodos.</i>	24
<i>Figura 13: disposición de los electrodos.</i>	24
<i>Figura 14: configuración típica de un amplificador de instrumentación.</i>	26
<i>Figura 15: circuito correspondiente a un rectificador de media onda.</i>	27
<i>Figura 16: circuito de rectificador de onda completa con puente de diodos.</i>	27
<i>Figura 17: circuito de rectificador de media onda de precisión.</i>	28
<i>Figura 18: circuito integrador (seguidor de voltaje).</i>	29
<i>Figura 19: detector de envolvente.</i>	29
<i>Figura 20: ADC de dos bits.</i>	30
<i>Figura 21: electrodos de aguja</i>	31
<i>Figura 22: electrodo de alambre</i>	32
<i>Figura 23: electrodo superficial.</i>	33
<i>Figura 24: diagrama de bloques del circuito EMG.</i>	38
<i>Figura 25: pre-amplificación usando un amplificador de instrumentación.</i>	38
<i>Figura 26: configuraciones de filtros seleccionados para el filtro de paso alto, Notch y de paso bajo, respectivamente.</i>	39
<i>Figura 27: configuración de amplificador seleccionado.</i>	40
<i>Figura 28: rectificador de onda completa de precisión.</i>	40
<i>Figura 29: ganancia total de diseño del circuito EMG.</i>	42
<i>Figura 30: fase de pre-amplificación con el valore de RG correspondiente.</i>	44
<i>Figura 31: circuito de filtro de paso alto (izquierda) y paso bajo (derecha) con los valores de los componentes calculados.</i>	47
<i>Figura 32: configuración del filtro Notch con los valores correspondientes.</i>	48
<i>Figura 33: amplificador no inversor con las resistencias adecuadas.</i>	49
<i>Figura 34: rectificador de precisión de onda completa incluyendo el condensador del integrador.</i>	50
<i>Figura 35: detector de envolvente con los valores de resistencia y condensador comprobados.</i>	51

<i>Figura 36: diagrama de bloques con las ganancias calculadas para cada fase y la ganancia total.</i>	52
<i>Figura 37: circuito implementado en la simulación en Proteus. Anexo IV.</i>	52
<i>Figura 38: ajuste en Proteus de la señal obtenida de la base de datos. Siendo R(2) los datos y 50Hz el ruido en forma senoidal introducido.</i>	53
<i>Figura 39: representación de la señal entrada tomada de la base de datos.</i>	54
<i>Figura 40: señal obtenida en la salida del pre-amplificador.</i>	54
<i>Figura 41: señal de salida del filtro del paso alto en el simulador.</i>	55
<i>Figura 42: señal de salida del filtro Notch en el simulador.</i>	55
<i>Figura 43: señal de salida del filtro de paso bajo en el simulador.</i>	56
<i>Figura 44: diagrama de Bode obtenido en la simulación.</i>	56
<i>Figura 45: análisis de Fourier de la señal como resultado del filtro de paso alto.</i>	57
<i>Figura 46: análisis de Fourier de la señal como resultado del filtro Notch.</i>	57
<i>Figura 47: análisis de Fourier de la señal como resultado del filtro de paso bajo.</i>	58
<i>Figura 48: señal obtenida tras atravesar la última fase de amplificación.</i>	58
<i>Figura 49: señal obtenida por el efecto del rectificador (sin integrador).</i>	59
<i>Figura 50: señal obtenida tras pasar por el rectificador con integrador.</i>	59
<i>Figura 51: señal obtenida tras pasar por el detector de envolvente.</i>	60
<i>Figura 52: resultado obtenido con 0.22uF (a), 2.2uF(b) y 22uF(c).</i>	62
<i>Figura 53: diagrama del circuito prototipado.</i>	62
<i>Figura 54: fotografía del prototipo físico implementado.</i>	63
<i>Figura 55: visión 3D de la PCB diseñada.</i>	64
<i>Figura 56: primer ejemplo de señal afectada por el rectificador e integrador, observando la entrada y salida (izquierda) y solo la salida (derecha).</i>	70
<i>Figura 57: segundo ejemplo de señal afectada por el rectificador e integrador, observando la entrada y salida (izquierda) y solo la salida (derecha).</i>	71
<i>Figura 58: efecto producido por el detector de envolvente.</i>	71
<i>Figura 59: colocación de los electrodos en el bíceps del paciente.</i>	72
<i>Figura 60: voltaje obtenido de la flexión del bíceps sin peso</i>	72
<i>Figura 61: posición de 90° que debía de mantener el paciente en el ensayo estático.</i>	73
<i>Figura 62: resultados obtenidos en cada una de las series del movimiento estático: a) primera serie, b) segunda serie, c) tercera serie y d) cuarta serie.</i>	74
<i>Figura 63: posición de 180° (izquierda) y de curl (derecha) del bíceps correspondiente al ensayo dinámico.</i>	75
<i>Figura 64: resultados obtenidos en cada una de las series del movimiento dinámico: a) primera serie, b) segunda serie, c) tercera serie y d) cuarta serie</i>	76

# Documento I: Memoria

## 1. Objeto del proyecto

El cuerpo humano es un sistema complejo formado por más de 650 músculos, los cuales se contraen cuando el sistema nervioso genera una señal o impulso eléctrico. Esta señal eléctrica puede ser observada mediante la electromiografía (EMG) proporcionada por los electrodos conectados al músculo de interés. Posteriormente, dicha señal se puede utilizar tanto en aplicaciones médicas como industriales.

Así, en este trabajo se diseñará y desarrollará el sistema necesario para poder observar y analizar la señal producida durante las contracciones musculares. Esto se utilizará más adelante para la comprensión de la fatiga muscular durante el esfuerzo físico, especialmente durante las contracciones dinámicas y estáticas.

## 2. Introducción, antecedentes y necesidades del proyecto.

### 2.1. Electromiografía

La electromiografía (EMG) es la ciencia cuyo objetivo es la captación y análisis de un conjunto de señales eléctricas biológicas generadas durante las contracciones musculares [1]. Dichas señales serán medidas por un dispositivo que las procesará mediante un circuito electrónico y un software [2,3]. Las señales EMG son cada vez más importantes en diversos campos, no solo se utilizan en aplicaciones terapéuticas y de rehabilitación [4], sino también en el control de brazos robóticos [5] y en aplicaciones industriales [4]. Para entender el funcionamiento de un EMG es necesario conocer cómo funciona la actividad muscular.

Los movimientos de los humanos son el resultado de la acción coordinada del cerebro, sistema nervioso y sistema muscular. Para realizar cualquier actividad muscular el cerebro envía una señal al sistema nervioso central y periférico, los cuales usarán las fibras nerviosas para llegar a la unidad motora (Figura 1), formada por una motoneurona y un conjunto de fibras musculares. Así, la unidad motora es conocida como la unidad básica de contracción muscular.

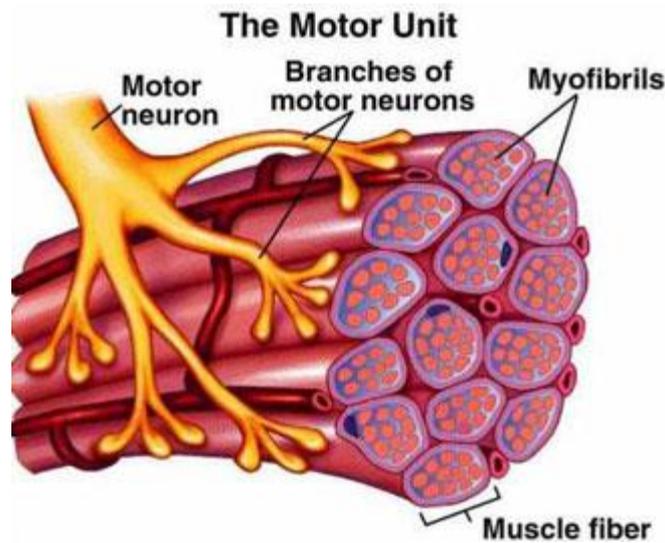


Figura 1: imagen detallada de la unidad motora y sus elementos constituyentes.

Fuente: <http://estudiarfarmacia.blogspot.com/2011/04/placa-motora.html>

En este proceso, cada motoneurona realiza un contacto sináptico con su respectivo conjunto de fibras musculares. En condiciones de reposo, en las células del tejido muscular se produce una diferencia de voltaje de unos 90mV entre el interior y el exterior de la membrana celular. Pero cuando este tejido se excita, la fibra muscular se despolariza, produciéndose un impulso potencial intracelular, llamado potencial de acción (Figura 2), con el cual la célula invierte momentáneamente su polaridad para retornar al estado de equilibrio [6]. La actividad conjunta de todas las fibras musculares genera el potencial de acción de la unidad motriz.

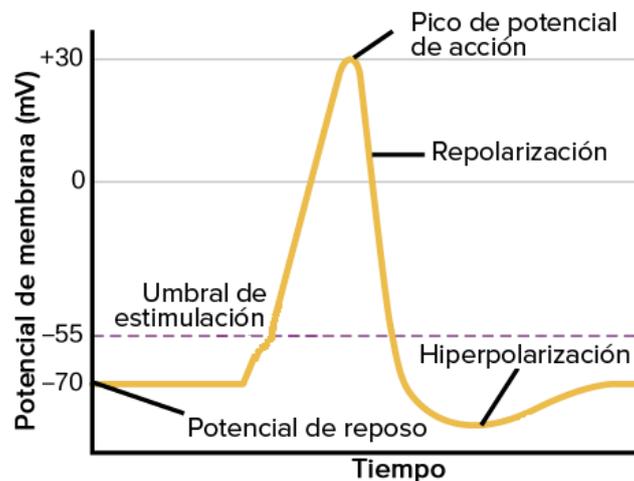


Figura 2: representación de potencial de acción.

Fuente: OpenStax College, Biología (CC BY 3.0).

Cuanto mayor tamaño tenga el músculo, mayor cantidad de unidades motoras contendrá, y, por lo tanto, un mayor número habrá que activar. Esta activación se produce de forma continuada, siempre y cuando el músculo lo necesite para generar un esfuerzo. El sistema nervioso produce la contracción muscular de dos formas distintas: variando el número de unidades motrices activadas o variando la frecuencia del potencial de acción de cada unidad motora.

La activación continuada de las unidades motoras producirá una secuencia de trenes de potencial de acción, cuyo conjunto formará la señal EMG [4, 7].

La detección de señales EMG es un proceso muy complejo, ya que no solo se ve afectado por los músculos y el proceso responsable de la generación de la señal, sino también por factores externos y los diferentes ruidos que producen, los cuáles se explicarán en apartados posteriores. Por lo que, es muy difícil eliminar las perturbaciones de las señales de EMG obtenidos.

## 2.2. Fatiga muscular

La fatiga muscular se define como la pérdida de la fuerza requerida o esperada procedente de un músculo [8], normalmente como resultado de una actividad prolongada o constante [9]. Existen diferentes métodos utilizados para medir la fatiga [10]: miografía acústica, mecanografía, espectroscopia de infrarrojo cercano, sonomiografía y el ultrasonido, entre otros. Pero el EMG es el más utilizado, debido a que puede ser no-invasivo y permite estudiar un músculo en particular en tiempo real y durante un tiempo de trabajo indefinido [11].

De esta forma, para medir la fatiga muscular se suelen usar los valores electromiográficos de superficie (sEMG), como la velocidad de conducción y el espectro de potencia (PSD), sobre todo, sus parámetros como la media (MF) y mediana de la frecuencia (MNF), y otras medidas como la amplitud de la señal y su media cuadrática de la raíz cuadrada (RMS). Hay diversos estudios que plantean la validez de estas medidas y su directa relación con la fatiga [12, 13, 14]. Inicialmente la amplitud de la señal sEMG aumenta, ya que, para reducir la fatiga, los músculos intentan mantener la misma fuerza, pero activando unidades motoras adicionales. Cuando esto deja de ser posible, la amplitud empieza a disminuir [15]. Además, durante este proceso de fatiga la velocidad de conducción sufre una reducción, y consecuentemente, una reducción de la frecuencia característica de la señal. Esto se observará mediante la compresión y representación de la frecuencia de activación de las unidades motoras, en zona de bajas frecuencias del espectro EMG [1,16, 17]. Este trabajo se centrará sobre todo en el uso de MF, MNF y RMS, puesto que son cálculos sencillos de realizar e interpretar [18,19].

Dado que la MF es la frecuencia por debajo de la cual se encuentra el 50% de la potencia de la señal, es una medida adecuada para establecer el desplazamiento del PSD hacia la frecuencia más baja. Mientras que el RMS describe la potencia media de la señal EMG [20].

MF es una frecuencia media que se averigua como la suma del producto del espectro de potencia de EMG y la frecuencia dividida por la suma total del espectro de potencia [21]:

$$MF = \frac{\sum_{j=1}^M f_j P_j}{\sum_{j=1}^M P_j} \quad (1)$$

siendo  $f_i$  el valor de la frecuencia del PSD del EMG en la zona de frecuencia  $j$ ,  $P_j$  es el espectro de potencia de EMG en la zona de frecuencia  $j$ , y  $M$  es la longitud que tiene la frecuencia  $j$ .

Mientras que MNF es la frecuencia en la cual el PSD del EMG se divide en dos regiones de igual amplitud [21]:

$$\sum_{j=1}^{MNF} P_j = \sum_{j=MNF}^M P_j = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^M P_j \quad (2)$$

La mayoría de estudios se han llevado a cabo en condiciones de esfuerzos estáticos o contracciones isométricas, ya que resulta más simple, puesto que el músculo se mantiene en una posición y en condiciones constantes [22]. En cambio, durante los esfuerzos dinámicos, debido a que el músculo sufre variaciones en la longitud y fuerza, resulta más complicado tomar las medidas.

- Contracciones estáticas: en este tipo de contracciones el músculo mantiene la misma longitud y no se observa una manifestación externa del movimiento ya que la tensión es igual a la resistencia que opone.
- Contracciones dinámicas: en este tipo de contracciones, además de contraerse el músculo, su longitud se modifica, y puede ser de dos tipos la contracción, excéntrica o concéntrica.

## 2.3. Electrónica básica

Antes de comenzar a realizar el diseño del circuito correspondiente, será necesario conocer y establecer algunos conceptos básicos de electrónica, que van a tener una influencia o relación con este proyecto.

### 2.3.1. Ruido

El ruido puede definirse como cualquier tipo de perturbación o interferencia que obstruye la medida de cualquier señal [23]. De esta forma el ruido consiste en una señal aleatoria con una amplitud y fase que pueden ser medidas, cuyos valores instantáneos son imposibles de predecir. No puede ser eliminado completamente, solo puede ser manipulado [7].

Los tipos de ruido que se pueden encontrar y hay que tener en cuenta son los siguientes:

- Ruido de disparo (*shot noise*): es el generado cuando una intensidad atraviesa una barrera de potencial. En el caso de los dispositivos electrónicos, consiste en las fluctuaciones aleatorias de la corriente eléctrica a través de un conductor, producidas por el transporte de cargas discretas (electrones). Ocurre tanto en las uniones P-N como en aquellos conductores en los que la carga no esté bien localizada [24].

El espectro del ruido de disparo es de tipo blanco y su densidad de potencia es uniforme para todas las frecuencias e independiente de la temperatura [8]:

$$I_{sh} = \sqrt{2 \cdot q \cdot I_{DC} \cdot \Delta f} \quad (3)$$

dónde  $q$  es la carga de un electrón ( $1.59 \cdot 10^{-9}C$ ),  $I_{DC}$  es la corriente directa y  $\Delta f$  es el ancho de banda.

- Ruido térmico o ruido Johnson: producido por la agitación térmica de los electrones dentro de un conductor, presente en toda resistencia, o de los huecos en el caso de los semiconductores. Este tipo de ruido está presente en todos los componentes pasivos, mientras que los componentes reactivos puros no lo generan. Es independiente del material que conforma el componente, la intensidad continua que la atraviesa o del voltaje aplicado. Es aproximadamente blanco, ya que su densidad espectral es uniforme [7].

El ruido térmico puede ser modelado por un generador de voltaje en serie o un generador de corrientes en paralelo al elemento ruidoso. El valor cuadrado medio de la fuente de tensión modelo puede ser calculado de la siguiente forma:

$$e^2 = \int 4 \cdot k \cdot T \cdot R \, df \quad (4)$$

siendo  $k$  la constante de Boltzmann ( $1.38 \cdot 10^{-23}$  J/K),  $T$  la temperatura del conductor,  $R$  la resistencia del conductor y  $df$  la frecuencia diferencial [24].

- Ruido de fluctuación o ruido rosa: presenta una densidad espectral que aumenta sin límite a medida que la frecuencia disminuye. Se observa en todo tipo de dispositivos activos (transistores, diodos, resistencias, etc.) e incluso en el potencial de membrana de los sistemas biológicos [23]. Las ecuaciones que expresa el valor cuadrado medio del voltaje y corriente son:

$$e^2 = \int \frac{K_e^2}{f} \, df; i^2 = \int \frac{K_i^2}{f} \, df \quad (5)$$

$K_e$  y  $K_i$  son las correspondientes constante,  $f$  la frecuencia y  $df$  la frecuencia diferencial.

A parte de los ruidos internos comentados, también se pueden encontrar interferencias externas que se pueden generar como consecuencia del acoplamiento eléctrico o magnético con otro punto del propio sistema, con otros sistemas naturales (tormentas) o construidos por el hombre (motores, equipos, etc.). Estas interferencias pueden ser de carácter periódico, intermitente o aleatorio, y a diferencia de las comentadas anteriormente, pueden ser eliminadas o minimizadas.

Las perturbaciones comentadas anteriormente tienen que tenerse en cuenta a la hora de realizar el diseño y cálculo del sistema de medida, como ocurre en el caso del EMG. Por ello, se debe de pensar diversas alternativas para minimizarlas, con la intención de obtener la información de la señal con la mayor calidad que sea posible. Esto se puede alcanzar mediante el uso directo de dispositivos de bajo ruido o mediante los métodos de filtrado y promediado de la señal, aunque estos métodos suelen reducir la calidad de la señal.

### 2.3.2. Amplificadores operacionales

Los amplificadores operacionales son elementos electrónicos que actúan como una fuente de tensión controlada. Estos presentan un único terminal de salida ( $V_o$ ), y dos terminales de entrada, la entrada no inversora ( $V_+$ ) y la inversora ( $V_-$ ). También presenta dos terminales de alimentación ( $\pm V_{cc}$ ), un terminal de masa y en algunos casos también presenta un ajuste del offset.

La estructura de un amplificador operacional presenta un valor infinito para el ancho de banda, la impedancia de entrada, el ratio de rechazo de modo común (CMRR) y la relación de rechazo de la fuente de alimentación; mientras que presenta un valor de 0 para la tensión de offset de entrada, la corriente de entrada, la impedancia de salida y el ruido. Estas aproximaciones serán válidas o no dependiendo de factores como los niveles de impedancia del circuito o el margen de frecuencias de funcionamiento. De esta forma para entender y elegir el operacional más adecuado para un determinado circuito, es necesario conocer el significado de sus diferentes características.

- Ganancia: cuando se aplica una señal de entrada, la ganancia es el cociente entre la tensión de salida y la de entrada, cuando no existe un lazo de realimentación entre la salida y la entrada. Los operacionales presentan ganancias grandes que varían con la frecuencia. Para controlarlas se usan elementos externos que realimentan una parte de la salida con la entrada del mismo, así el circuito será más estable. Con este tipo de realimentación cerrada, la ganancia dependerá de los elementos empleados.

Por otra parte, también encontramos la ganancia del ancho de banda (GBW), la cual depende de la frecuencia, por lo que, cuanto mayor sea esta, menor será el ancho de banda en el que opere.

- Señales diferenciales y de modo común: la señal diferencial consiste en la diferencia entre las dos señales de entrada del operacional (Ecuación 6), y resultan el mejor método para transmitir la información, ya que presentan una alta inmunidad a interferencias y ruidos externos. De esta forma, la información que resulta interesante es la propia diferencia obtenida, en lugar de la diferencia entre la propia señal y la tierra común del circuito sensorial o receptor.

$$V_{diff} = V_+ - V_- \quad (6)$$

Cuando hay una señal diferencial también hay un modo común (Ecuación 7) que se superpone a esta, empeorando el proceso de detección.

$$V_{CM} = \frac{V_+ + V_-}{2} \quad (7)$$

En un componente real el CMRR no está definido, pero suele tener un valor muy grande (>100dB). Para obtener una medición diferencial exacta es necesario conseguir que las entradas del amplificador sean lo más precisas posibles, así el CMRR se rechazará en las etapas iniciales del sistema de medida. El parámetro que cuantifica lo bien que un dispositivo rechaza el modo común viene dado por:

$$V_{común} = 20 \text{Log} \left( \frac{V_{diff}}{|V_{CM}|} \right) \quad (8)$$

- Impedancia de entrada: en los operacionales reales la impedancia de entrada obtiene un valor finito muy grande. A la hora de tomar medidas, parte de la energía del sistema de estudio debe de ser absorbido por el sensor. Por ello es necesario que los sistemas de medición tengan un valor alto de impedancia de entrada, pues no permite que la corriente fluya, manteniendo dicha energía en el sistema.
- Corriente de polarización: consiste en la corriente que fluye en el interior del operacional con la intención de polarizar sus transistores internos. Como se ha comentado anteriormente, un operacional de características ideales tiene un valor de 0 para esta corriente, pero en la práctica necesitan una ligera corriente de entrada ligada al funcionamiento en corriente continua. Un amplificador sin esta corriente no funciona correctamente, ya que no proporcionaría un camino adecuado a tierra.

Mediante el uso y ajuste de estas características, el amplificador operacional se utiliza en diversas aplicaciones, entre ellas como: amplificador inversor, seguidor de tensión, amplificador diferencial o sumador inversor. En este proyecto se observará en concreto su uso en los amplificadores de instrumentación, en los filtros (integrador y diferenciador), como amplificador no inversor y como rectificador de onda.

### 2.3.3. Filtros

Un filtro es el dispositivo que permite el paso de ciertas frecuencias o rangos de frecuencias en una señal, mientras que impide el paso de otras [26,27]. De esta forma permiten eliminar o disminuir el ruido captado durante la medición. Existen diferentes tipos de filtros y se pueden clasificar, según los elementos que utilizan en su configuración, en filtros pasivos o activos. Los filtros pasivos contienen resistencias, condensadores e inductores, y se suelen usar en altas

frecuencias (Megahercios o superior), mientras que los activos se construyen con amplificadores operacionales, resistencias y condensadores, y suelen usarse hasta frecuencias de 1MHz. También se pueden clasificar según su función, entre los más conocidos encontramos el filtro de paso alto, paso bajo, paso de banda y filtro Notch.

- Filtro de paso alto: su principal función es atenuar la componente de baja frecuencia de una señal eléctrica particular. Para ello, se establece una “frecuencia de corte” ( $f_c$ ), por debajo de la cual todas las frecuencias son suprimidas o reducidas, a este rango de frecuencias se le conoce como “banda de parada”. Mientras que las que tienen un valor superior no se ven afectadas, conocidas como “banda de paso”. Al no tratarse de componentes ideales, en el cambio de la banda de parada a la de paso, existe una zona intermedia, denominada, “banda de transición”.

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} \quad (9)$$

El filtro de paso alto más sencillo, es el de primer orden, en el cuál únicamente contiene una resistencia y un condensador, y proporciona una pendiente de 20dB/dec. Mientras que, aquellos filtros de orden superior incluyen además un componente activo: un amplificador operacional. En el caso de un filtro de segundo orden proporciona una pendiente de 40dB/dec, por lo que es el más recomendado. La pendiente es el parámetro que expresa como de rápida es la transición entre la banda de paso y la de parada. Un alto valor de pendiente implica una banda de transición más corta, aunque también implica más componentes y etapas de filtro en la configuración.

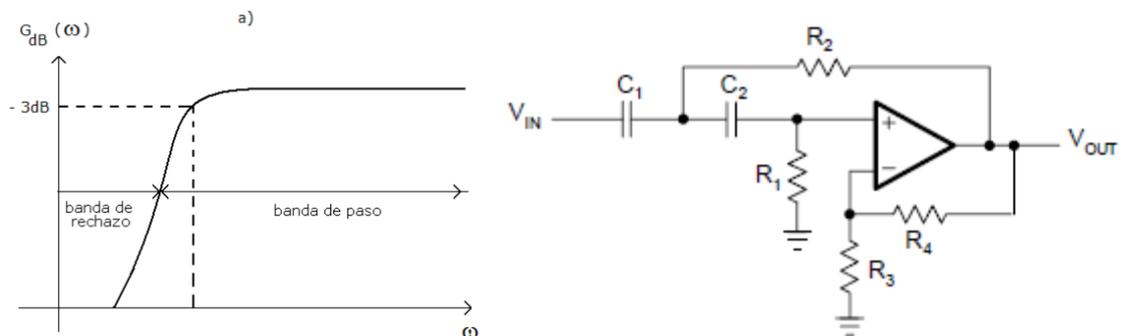


Figura 3: diagrama de Bode (izquierda) y circuito (derecha) de un filtro de paso alto de segundo orden.

Fuente:

<https://electronica.guru/questions/17451/como-disenar-un-filtro-butterworth-de-paso-alto-de-segundo-o>

[https://gc.scalahed.com/recursos/files/r145r/w867w/U3\\_liga2.html](https://gc.scalahed.com/recursos/files/r145r/w867w/U3_liga2.html)

- Filtro de paso bajo: este tipo de filtro se utiliza para atenuar las componentes de alta frecuencia de la señal eléctrica. En este caso, aquellos valores superiores a la frecuencia de corte serán los que se supriman o reduzcan (banda de parada), mientras que los que se encuentren por debajo no se verán afectados (banda de paso). Al igual que en el filtro de paso alto, también se pueden encontrar el filtro de primer orden, formado únicamente por los componentes pasivos, ya mencionados, o el filtro de orden superior, incluyendo los operacionales, presentando en ambos casos los mismos valores de pendiente.

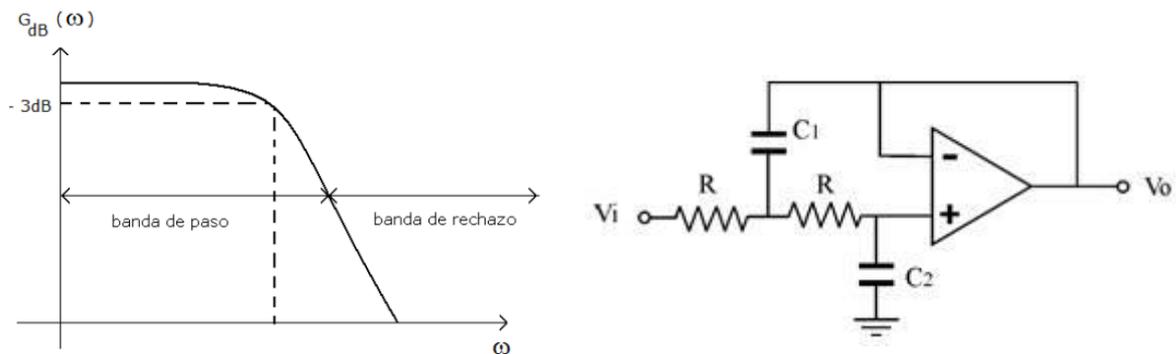


Figura 4: diagrama de Bode (izquierda) y circuito (derecha) correspondiente a un filtro de paso bajo de segundo orden.

Fuente:

[https://repositorio.innovacionmh.es/Proyectos/P\\_19/Tema\\_5/UMH\\_06.htm](https://repositorio.innovacionmh.es/Proyectos/P_19/Tema_5/UMH_06.htm)

[https://gc.scalahed.com/recursos/files/r145r/w867w/U3\\_liga2.html](https://gc.scalahed.com/recursos/files/r145r/w867w/U3_liga2.html)

- Filtro de pasa banda: consiste en la unión en serie de un filtro de paso alto y bajo. Se presenta cuando se quiere eliminar tanto las frecuencias de alto valor como las de bajo valor. Así, con las frecuencias de corte de los filtros que lo forman, se obtendrá como resultado una banda específica de frecuencia (entre  $f_{c1}$  y  $f_{c2}$ ) [28].

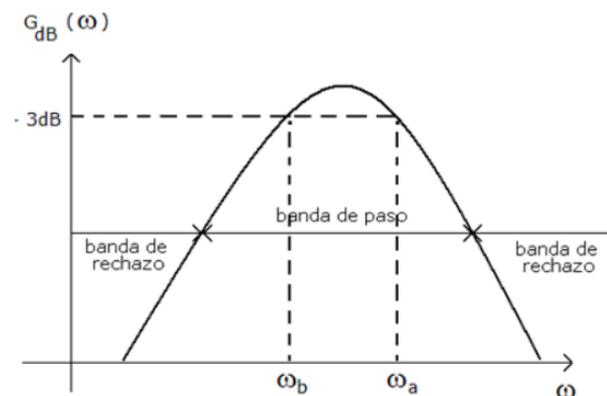


Figura 5: diagrama de Bode filtro de pasa banda.

Fuente: [https://gc.scalahed.com/recursos/files/r145r/w867w/U3\\_liga2.html](https://gc.scalahed.com/recursos/files/r145r/w867w/U3_liga2.html)

Para los filtros mencionados se suelen encontrar 3 tipos de filtros: *Butterworth*, que proporciona un máximo de planitud en la banda de paso; *Tschebyscheff*, con una aguda transición entre la banda de paso y de parada; y *Bessel*, que proporciona una base lineal. Además, también se pueden encontrar dos tipos diferentes de topologías: de retroalimentación múltiple ("*Multiple feedback*") y Sallen-Key, la cual es más utilizada debido a su simplicidad, y cuya estructura se observará posteriormente.

- Filtro Notch: este tipo de filtro rechaza todas las frecuencias que sean superior o inferior a la frecuencia de diseño. De esta forma, se utilizan para atenuar aquellas frecuencias que interfieren en la señal. Una de las estructuras más utilizadas es la de

“Twin-T Notch”, ya que permite ser diseñado para una frecuencia de corte concreta, y posteriormente, utilizar el valor de la selectividad, ajustado con el potenciómetro, para establecer un rango de rechazo de señales alrededor de la misma. Cuanto más estrecha sea la banda, mejor atenuación se producirá en la frecuencia de corte.

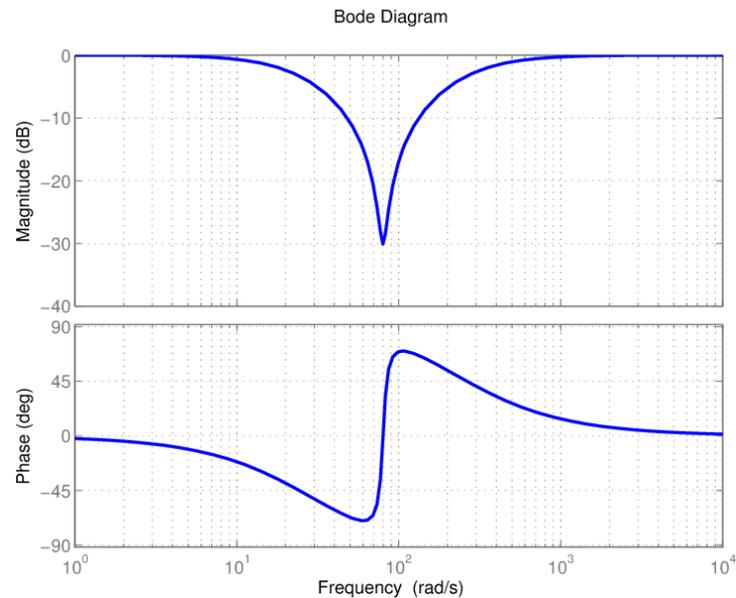


Figura 6: ejemplo de diagramas obtenidos como resultado de la implantación de un circuito Notch.

Fuente: [https://www.researchgate.net/figure/Figura-547-Diagrama-de-Bode-do-filtro-utilizado\\_fig24\\_263388886](https://www.researchgate.net/figure/Figura-547-Diagrama-de-Bode-do-filtro-utilizado_fig24_263388886)

En el caso concreto que se presenta en este proyecto, una vez se colocan de forma apropiada los electrodos y se ha extraído la señal, como ya se ha mencionado anteriormente, el ruido obstaculizará la obtención del EMG. Las frecuencias que contaminan la señal del EMG pueden ser tanto de altas frecuencias (por la conducción nerviosa, interferencia de emisoras de radio, teléfonos, ordenadores, etc.) como de bajas (deriva del sensor en la piel, fluctuación de temperatura, etc.). Por ello es conveniente utilizar los filtros mencionados anteriormente.

#### 2.3.4. Circuitos rectificadores

Los rectificadores son circuitos compuestos con diodos, que cambian la forma de onda de la señal que reciben en su entrada. Se usan especialmente en las fuentes de alimentación de los equipos electrónicos. Se pueden clasificar principalmente en dos tipos:

- Rectificador de media onda: su principal función es eliminar la mitad de la señal de corriente alterna que recibe de entrada. El componente que se suele usar es el diodo, que tiene la propiedad de conducir en un solo sentido. Así, en función de cómo este polarizado el diodo, eliminará la parte negativa de la señal (polarización directa) o la parte positiva de la señal (polarización inversa).

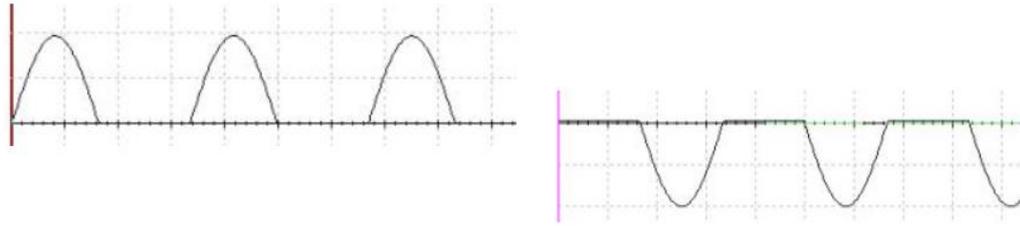


Figura 7: resultado obtenido de la señal de salida dependiendo de la posición del diodo, polarización directa (derecha) o polarización inversa (izquierda).

Fuente: <https://mantenimientoia.wordpress.com/2016/03/11/rectificadores-de-media-onda-y-onda-completa/>

- Rectificador de onda completa: con esta configuración se obtiene una señal de corriente pulsante de salida a partir de una señal de corriente alterna. A diferencia del rectificador de media onda explicado anteriormente, en este caso, no se eliminará la mitad de la señal, sino que la parte positiva se convertirá en negativa o viceversa, según se requiera. Así se obtiene una señal con únicamente valores negativos o positivos, por lo que se puede aprovechar la información de ambos semiciclos y se obtiene una corriente directa como resultado ideal. Es muy utilizado en aplicaciones relacionadas con radiorreceptores, televisores y equipos de video, entre otros. Existen varias configuraciones para aplicar esta solución, la más conocida es el rectificador de onda completa con puente de diodos, pero posteriormente se explicarán más opciones.

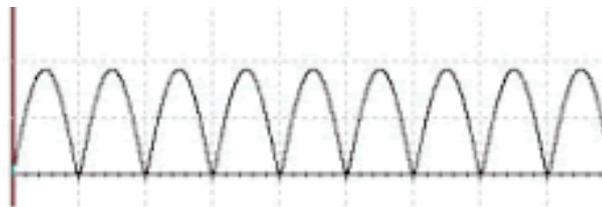


Figura 8: resultado de rectificar una onda senoidal por completo.

Fuente: <http://www.etitudela.com/Electrotecnia/electronica/01d56994c00dc4601/01d56994f50747401.html>

El rectificador no modifica la amplitud de la señal que recibe a su entrada, y esto se cumple para todas las frecuencias. La única limitación al respecto, la impondrá el funcionamiento del diodo que estará elegido acorde con el circuito.

### 2.3.5. Integrador

El integrador es una configuración analógica que realiza la operación de integración en la señal, lo que permitirá observar la amplitud de forma más clara y limpia. Suelen obtenerse mediante filtros de paso bajo, y existen dos tipos principales: el integrador de tensión para medir el flujo eléctrico total, y el integrador de corriente, que realiza la integración en tiempo de una corriente eléctrica. El circuito de un integrador ideal se puede observar en la Figura 9, utilizando un amplificador operacional y un circuito RC.

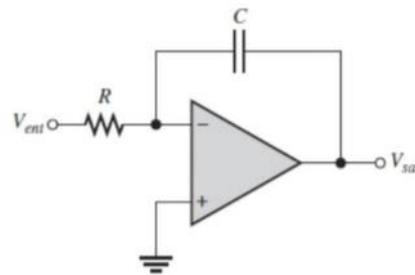


Figura 9: circuito analógico integrador.

Fuente: <http://www.repositorio.usac.edu.gt/9107/1/Ana%20Mar%C3%ADa%20Navarro%20Orozco.pdf>

### 2.3.6. Detector de envolvente

El detector de envolvente consiste en un circuito que obtiene como salida únicamente la envolvente de la señal de entrada, la cual presenta una señal de alta frecuencia. Se conoce como envolvente de una señal la forma de la variación de su amplitud o de su potencia a lo largo del tiempo. Así, se suelen utilizar en rectificadores de media o de onda completa para convertir la entrada AC en DC y en filtrados para alisar el resultado final. En el caso de bajas frecuencias suelen producir un rizado en el resultado obtenido.

De esta forma, se puede concluir que obtener la envolvente de una señal puede resultar útil en el caso de que la señal de estudio presente varios picos, dificultando observar la tendencia de la amplitud de la señal, e interesa analizar o trabajar con la amplitud de dicha señal, como puede ser el caso de averiguar el valor de RMS.

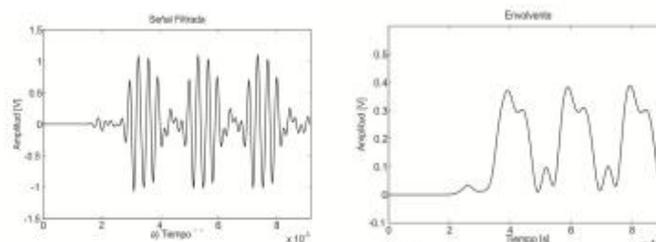


Figura 10: ejemplo de resultado obtenido tras ser tratada la señal por un detector de envolvente.

Fuente: [https://www.researchgate.net/figure/Figura-3-Eschema-circuitual-del-Detector-de-Envolvente-La-demodulacion-a-partir-de-la\\_fig2\\_271852835](https://www.researchgate.net/figure/Figura-3-Eschema-circuitual-del-Detector-de-Envolvente-La-demodulacion-a-partir-de-la_fig2_271852835)

### 2.3.7. Conversión analógica a digital

La conversión analógica a digital (ADC) de una señal consiste en transformar una señal que es de naturaleza analógica (temperatura, velocidad, fuerza, etc.) a un formato digital, para que de esta forma pueda ser almacenada, tratada, procesada y, sobre todo, representada en los dispositivos digitales (pantallas, ordenadores, etc.). Para ello, se utilizan los convertidores analógicos a digitales, de los cuales existen muchos tipos y es necesario conocer sus características para realizar una adecuada conversión.

- Frecuencia de muestreo: consiste en la frecuencia en la que se generan los nuevos valores discretos individuales, llegando a representar una señal de muestreo. Así, representa la cantidad de valores que presenta en un cierto tiempo, por lo que, cuantas más muestras por periodo, una mayor capacidad tendrá para captar los

rápidos cambios que se produzcan en una señal. Cuando más de un canal analógico tiene que ser digitalizado, tendrá lugar un muestreo simultáneo. Para esto, se utilizan configuraciones específicas como la de muestreo y retención simultáneas (“*simultaneous sample and hold*”, SSH), que consiste en un multiplexor y un único convertidor ADC.

- *Aliasing*: cuando se elija la frecuencia de muestreo es necesario seguir el teorema de Nyquist-Shannon, el cual establece que la frecuencia de la muestra debe de ser el doble de la frecuencia máxima muestreada, de lo contrario se produciría un *aliasing*. Este efecto produce que la forma discreta entre dos señales continuas no se pueda distinguir entre sí. Cuando esto se produce, no es posible la reconstrucción analógica de la señal original, por lo que se producen grandes pérdidas de información.

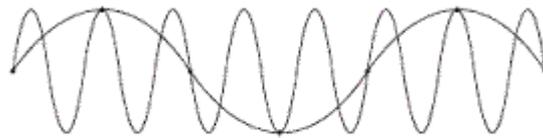


Figura 11: ejemplo del efecto obtenido por aliasing.

Fuente: <https://mezclaprofesional.com/que-es-el-aliasing/>

- Resolución: la resolución de un convertidor ADC consiste en la cantidad de valores que puede producir sobre un rango de valores analógicos de entrada. Cuanto mayor resolución, más precisa la señal. Conociendo el número de bits ( $n$ ) que un convertidor puede tratar y su rango de voltaje, se calcularía de la siguiente forma:

$$V_{\text{resolución}} = \frac{V_{\text{rango}}}{2^n} \quad (10)$$

Una vez conocida las principales características de los ADC, será necesario ajustarlas al caso de estudio correspondiente, y elegir el método de conversión más adecuado, los cuales serán discutidos en secciones próximas (sección 4.1.6 y 4.2.6).

### 2.3.8. Diseño PCB

Una vez obtenido el diseño del circuito con sus respectivos cálculos y las componentes que lo deberían de formar, el siguiente paso es realizar el prototipo. Cuando este funcione correctamente, se implementará el diseño final en una PCB (printed circuit board), que constituirá el dispositivo final dispuesto para su utilización. Antes de implementarlo en físico, se puede realizar el diseño inicial en algún programa, como Proteus, para lo que hay que tener ciertas características en cuenta:

- Materiales: es necesario disponer tanto la lista de materiales como un esquema con la disposición de los mismos. Cuando se disponga los componentes, es recomendable realizarlo de forma que se deje ciertos espacios entre ellos, todos los componentes mantengan la misma orientación y las conexiones se entrecrucen los menos posible, para así facilitar la soldadura. Además, el material con el que se diseñe la placa afectará tanto al precio de la misma como a la calidad, entre las opciones disponibles encontramos aluminio, cobre y laminado epoxi reforzado con vidrio.
- Capas: entre las opciones de capa a las que se pueden optar en el diseño de una PCB, se encuentra PCB a una cara, en la cual solo existe una capa para colocar los componentes y establecer una ruta, por lo que es muy sensible al ruido radiado y no

suele ser recomendado por los múltiples problemas que pueden aparecer. Otra opción es realizarlo a dos caras, con lo que se incluye una segunda capa, y proporciona una mayor resistencia a la placa. Por último, el método de multicapas que permite realizar varias rutas, distribuir la capacidad entre los diversos planos y reducir la frecuencia de ruido.

- Rastreo: el método usado para realizar las trazas de PCB es de suma importancia en el diseño. El ruido e interferencias producidas dependerán de la longitud, ángulo y anchura de las trazas. En concreto, es necesario destacar la importancia de realizar un correcto trazado del plano de tierra.

## 2.4. Estudio de necesidades

Actualmente existen una gran variedad de sofisticados dispositivos médicos capaces de medir las señales electromiográficas, usualmente empleados para realizar estudios de conducción nerviosa. Estos dispositivos suelen ser muy caros y aparatosos por lo que no resultan cómodos para transportarlos. Así, el principal objetivo del diseño de este circuito EMG es que resulte en un circuito ligero, portátil y de bajo coste, principalmente empleado para realizar ensayos y estudios en condiciones controladas en un laboratorio.

Además, dicho circuito debe de ser capaz de detectar las señales musculares de cualquier extremidad, en su rango de frecuencias correspondientes, sin usar una técnica invasiva (electrodos superficiales) con tal de facilitar su utilización.

# 3. Factores a considerar

## 3.1. Limitaciones

Por una parte, a la hora de realizar el diseño y la implementación del circuito EMG se debe tener en cuenta el limitado presupuesto del que se dispone, alrededor de 150€, puesto que el hecho de que fuese un dispositivo económico es una de las principales necesidades. De esta forma, se debía realizar un riguroso análisis a la hora de seleccionar y comprar los componentes electrónicos. Esta selección también se ve influenciada por el objetivo propuesto de que el dispositivo fuera ligero y portátil, limitando aún más los componentes y materiales que se pueden emplear.

Por otra parte, al utilizar baterías como fuente de alimentación, el propio circuito debe presentar un consumo reducido de potencia, limitando su uso a ensayos realizados en el laboratorio, sin ser comercializable.

Finalmente, una de las dificultades encontradas durante la fase de simulación fue encontrar bases de datos con señales musculares puras (sin ser tratadas previamente), lo que dificultó la realización de dicha tarea.

## 3.2. Condiciones

Antes de comenzar a realizar el diseño del circuito, que tratará y procesará la señal obtenida a través de los electrodos, es necesario conocer las características de la propia señal. Realmente, las características de una señal EMG superficial dependerán del músculo estudiado, del nivel y la duración de la contracción, estado dinámico o estático del músculo, y la humedad de la piel.

Por lo general, se conoce que es una señal muy débil, que puede ir desde varios microvoltios y puede llegar hasta varios milivoltios, aunque cada autor determina un valor diferente sobre este último valor: 2mV pico a pico [26], 5mV pico a pico [29], 6mV pico a pico [30] o incluso 10mV pico a pico [15]. Lo mismo ocurre con la banda de frecuencia, puede ser definido: desde unos 10-20Hz hasta unos 500-1000Hz [26], de 5 Hz a 2KHz [29] o de 10Hz a 500Hz [31]. Debido a la gran variedad de valores encontrados durante la revisión bibliográfica, para el diseño del circuito presentado en este proyecto se tomaron:

- Una amplitud aproximada en el rango de 10 $\mu$ V a 5mV.
- La frecuencia dominante se encuentra en el rango entre 40Hz-600Hz.
- Un ruido de ambiente con especial importancia en 50Hz.

### 3.2.1. Posicionamiento electrodos

Hay diversos factores que pueden perturbar la señal adquirida, entre ellos la colocación de los electrodos. Los electrodos superficiales pueden captar señales de diversos músculos, por lo que es importante ser exactos con la localización de los mismos, respecto al músculo en el que se quiera tomar la medida. Muchas de las interferencias pueden atenuarse o eliminarse con una correcta colocación de los electrodos.

Antes de colocar los electrodos es necesario preparar la piel. Con la intención de reducir la impedancia de la piel, es recomendable limpiarla con alcohol para eliminar cualquier sudor, humedad o células muertas. Posteriormente es necesario elegir qué tipo de configuración se utilizará durante la prueba, monopolar o bipolar.

La estructura monopolar se implementa colocando un único electrodo en la piel con respecto a la referencia. Es una estructura simple, pero no se recomienda ya que detecta todas las señales eléctricas en las proximidades de la superficie de detección [23, 32]. En cambio, en la estructura bipolar se usan dos electrodos situados a una distancia de 1 o 2cm entre ellos, respecto a una referencia. Estos electrodos irán conectados posteriormente a un amplificador diferencial que eliminará el ruido común de las señales, por eso es la estructura más utilizada, aunque sea más compleja [23, 27].

En este proyecto se usará una configuración bipolar con los electrodos Ag/AgCl. El principal problema que presenta dicha configuración es la diferencia de potencial que se genera entre los dos terminales, la cual afectará al valor de la señal. En el caso del tipo Ag/AgCl, presenta una diferencia de potencial inferior a 1mV, por lo que no supondrá un error significativo [32].

El siguiente paso consiste en establecer la posición de los electrodos en el músculo, para el cual se han establecido unas normas que son necesarias seguir [23, 33], basadas en experiencias y estudios pasados. Los electrodos de EMG de superficie deben colocarse entre la unidad motriz y la inserción del tendón o entre dos puntos motores a lo largo de la línea media longitudinal del músculo. El eje longitudinal de los electrodos debe ser paralelo a la longitud de las fibras musculares. Los electrodos no deben ser colocados encima o cerca del tendón, ya que las fibras musculares se vuelven más finas y pequeñas conforme se acercan al mismo, por lo que se obtendría una señal débil de EMG. Tampoco deben colocarse en el borde del músculo, puesto que aumentaría la posibilidad de que se produjese una interferencia por la actividad de los músculos cercanos. Es importante evitar colocar el electrodo sobre el punto motor, debido a que es la localización más sensible ante cualquier actividad motora, produciendo una señal inestable y ruidosa. Finalmente, el electrodo de

referencia debe colocarse en un punto lejano y en un tejido neutro sobre un hueso palpable (Figura 12).

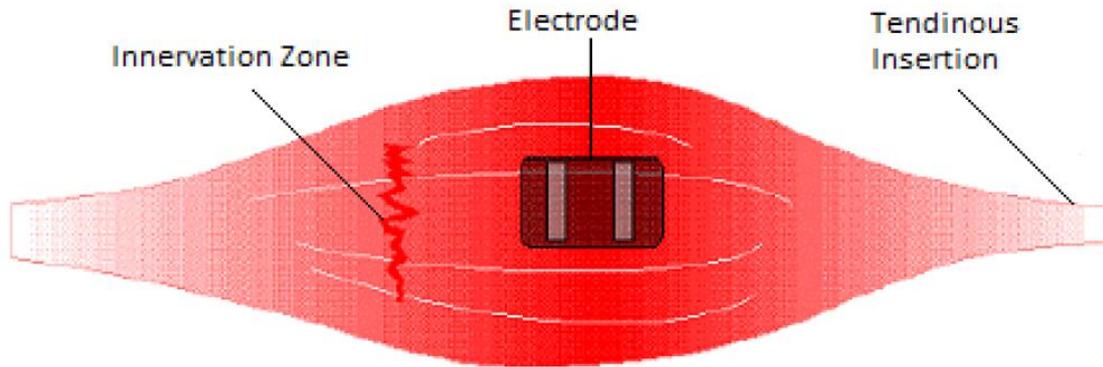


Figura 12: zona aproximada del bíceps para localizar los electrodos.

Fuente: Zahak et. al. [4]

En este estudio, las pruebas de EMG se realizarán sobre el musculo *Biceps Branchii*, ya que en este se pueden situar los electrodos de forma simple y resulta muy sencillo establecer una serie de pruebas de contracción dinámica y estática, obteniendo su señal correspondiente. Según las recomendaciones del SENIAM [34], para la adquisición de medidas en este músculo, la mejor posición de los electrodos consiste en colocarlos alineados entre el acromion medial y la fosa del codo, a 1/3 de este último, y colocar la referencia en la muñeca, aunque también se puede situar en el codo. De esta forma la disposición de los electrodos quedaría como en la Figura 13.



Figura 13: disposición de los electrodos.

Fuente: <http://www.scielo.org.mx/pdf/rmib/v37n1/2395-9126-rmib-37-01-00017.pdf>

## 4. Planteamiento de soluciones alternativas

Una vez conocidas las propiedades iniciales de la señal, que será adquirida del movimiento muscular, el siguiente paso consiste en establecer la arquitectura del circuito más adecuada para procesarla y tratarla. Así, se proponen las distintas soluciones que se pueden adoptar para cada una de las fases posteriores.

### 4.1. Configuración circuito

#### 4.1.1. Amplificación

La amplitud inicialmente presenta valores muy pequeños, como se ha podido observar, lo que dificulta tanto el tratamiento como el análisis de la señal, por lo que será necesario incluir una fase de amplificación de la misma. En el mundo de la electrónica se pueden encontrar diversas configuraciones con las que se puede llevar a cabo esa función:

- **Amplificador diferencial:** esta estructura utiliza los valores de las señales diferenciales (sección 2.3.2) que recibe en su entrada, aumentando el valor obtenido de la diferencia entre ambas ( $V_+ - V_-$ ). La principal ventaja es el rechazo del ruido en modo común. Presenta una ganancia diferencial, la cual sólo se puede modificar mediante el ajuste de las resistencias que conforman la configuración, por lo que es necesario ajustarla de forma precisa. Solo puede utilizarse con cargas flotantes, es decir, aquellas cargas en las que ninguno de sus terminales está conectado a tierra. Además, su resistencia de entrada es baja.
- **Amplificador operacional no inversor:** esta configuración también permite multiplicar el valor de la señal de entrada por una determinada ganancia, que se obtiene mediante una combinación exacta de las resistencias. Presenta una alta resistencia de entrada y la señal de entrada se aplica en la entrada no-inversora ( $V_+$ ). Mediante una red de realimentación, parte de la señal de salida se devuelve a la entrada inversora ( $V_-$ ). Las configuraciones en lazo cerrado fuerzan que la diferencia de tensión en los bornes de entrada del amplificador operacional sea 0V. Al ser no inversor, la señal de salida mantendrá la misma fase que la señal de entrada.
- **Amplificador de instrumentación:** es un bloque de ganancia en circuito cerrado. Está formado por tres amplificadores operacionales y siete resistencias. Presenta dos canales de entrada ( $V_{1+}$  y  $V_{2+}$ ) y el voltaje de salida es proporcional a la diferencia entre los voltajes de entrada. La ganancia que se aplicará, desde la entrada diferencial hasta la salida simple, dependerá de una sola resistencia. Las impedancias de entrada están equilibradas, son de alto valor ( $>10M\Omega$ ), y no varían, aunque se modifique la ganancia. El fabricante suele proporcionar la relación entre la ganancia y  $R_G$ , por lo que el cálculo de la ganancia total es sencillo. Esta configuración se usa principalmente para amplificar pequeños voltajes diferenciales, por lo que tiene que ser capaz de amplificar señales a nivel de microvoltios, mientras se rechaza los voltios de la señal de modo común. Esto requiere que los amplificadores tengan un rechazo de modo común (CMRR) muy alto.

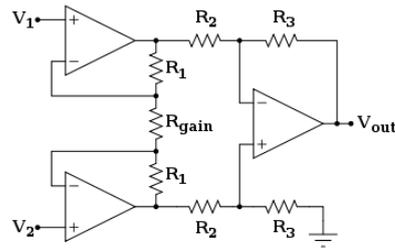


Figura 14: configuración típica de un amplificador de instrumentación.

Fuente: [https://es.wikipedia.org/wiki/Amplificador\\_de\\_instrumentaci%C3%B3n](https://es.wikipedia.org/wiki/Amplificador_de_instrumentaci%C3%B3n)

#### 4.1.2. Filtros

Como se ha mencionado anteriormente (sección 2.3.1), existen varias interferencias y perturbaciones, tanto externas como internas, que impiden la obtención pura de la señal de entrada. Por lo que es necesario atenuar o eliminar, si es posible, aquellas señales que no nos interesan, mediante el uso de filtros (sección 2.3.3). Una vez conocida las características de la señal, se sabe cuál es el rango de frecuencias de interés, la cual se puede filtrar de dos formas: usando directamente un filtro de pasa banda o mediante el uso en cascada de un filtro de paso alto y de paso bajo. Además, es necesario elegir el orden ("roll-off") que dichos filtros tendrán, según la velocidad que se requiera para que tenga lugar la transición entre la banda de paso y la de parada. También existe la posibilidad de introducir un filtro Notch, para atenuar una frecuencia concreta (50Hz o 60Hz, normalmente).

Se tendrá en consideración los diferentes tipos de estructuras (*Butterworth*, *Tschebyscheff* o *Bessel*) y las 2 topologías más utilizadas:

- *Sallen-Key*: es un circuito no inversor, y se recomienda su uso cuando la precisión en la ganancia es importante, se utiliza un filtro de ganancia unitaria, para trabajar con altas frecuencias o el par de polos es bajo [35].
- *Multiple feedback* (MFB): es a menudo preferida debido a su baja sensibilidad frente la variación de los componentes. En los diseños en los que se requiere un número par de etapas, la polaridad de salida será la misma que la de entrada. Esto no siempre es así para los filtros que emplean el MFB, porque cada etapa produce una inversión de salida a entrada. De esta forma, su ganancia de ruido disminuirá a frecuencias más bajas [35].

#### 4.1.3. Rectificador de onda

Se necesitará un rectificador de onda, ya que el convertidor de ADC que se usará posteriormente no permite leer de forma adecuada valores negativos, es decir, la parte negativa de la señal muscular de entrada. En apartados anteriores (sección 2.3.4) se ha mencionado los tipos de rectificadores de onda que existen, remarcando la división entre los rectificadores de media onda y de onda completa. Ambos permiten obtener únicamente valores positivos como resultado, mejorando y permitiendo un mejor análisis. Se elegirá un tipo u otro dependiendo de la información que se quiera obtener, es decir, si obteniendo la mitad de la información es suficiente se decantará por un rectificador de media onda, mientras que, si es necesario o es mejor mantener la máxima información posible de la señal de entrada, será mejor utilizar un rectificador de onda completa. En todo caso, estas son las principales configuraciones utilizadas para obtener dicho resultado:

- Rectificador de media onda con carga resistiva: compuesto por una resistencia y un diodo, siendo una estructura muy sencilla y económica de implementar.

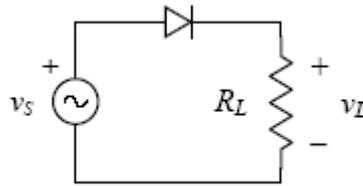


Figura 15: circuito correspondiente a un rectificador de media onda.

Fuente: <https://blogrdmo.wordpress.com/2013/04/17/tipos-de-rectificadores/>

Siguiendo el circuito observado en la Figura 15, al aplicar una onda senoidal en la entrada, como resultado únicamente se obtiene el semiciclo positivo, ya que durante este periodo el diodo queda polarizado directamente y se comporta como un interruptor cerrado (excepto los 0.6V de la barrera de potencial). Mientras que, en el semiciclo negativo de la onda, el diodo se polariza inversamente comportándose como un interruptor abierto.

- Rectificador de onda completa con puente de diodos: es un circuito formador por cuatro diodos independientes o encerrados en un único componente compacto.

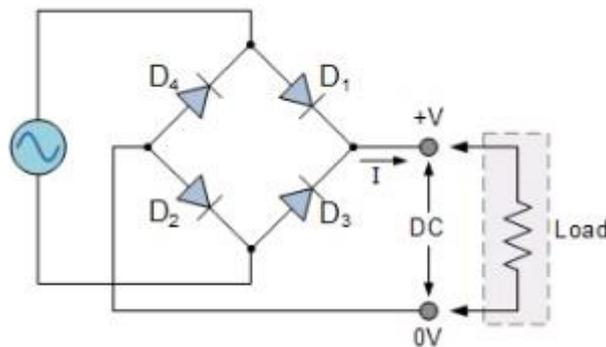


Figura 16: circuito de rectificador de onda completa con puente de diodos.

Fuente:

<http://tutorialesdeelectronica basica.blogspot.com/2019/08/teoria-de-rectificador-de-onda-completa.html>

Como se observa en la Figura 16, esa sería la correcta implementación de los diodos entre sí, y como resultado durante el semiperiodo positivo D1 y D2 conducen, mientras que D3 y D4 permaneces bloqueados. Durante el semiperiodo negativo ocurre al revés, D3 y D4 conducen y D1 y D2 no conducen. La tensión en la carga tiene siempre la misma polaridad, puesto que la dirección de la corriente que se establece por la carga es la misma en los dos casos.

El puente de diodos se suele utilizar como primera fase para convertir una señal alterna a una continua, por lo que suele ir conectado directamente al bobinado secundario de un transformador.

Por otra parte, se pueden encontrar los rectificadores de precisión, los cuales están configurados por uno o más amplificadores operacionales. A diferencia de un rectificador convencional cuyo nivel de tensión está limitado al nivel de tensión de los diodos en polarización directa, estos son capaces de procesar señales de voltaje muy pequeñas, cuya amplitud puede estar incluso por debajo de la necesaria para polarizar un diodo:

- Rectificador de media onda de precisión: de la misma forma que ocurría con el rectificador de media onda explicados anteriormente, si el voltaje de entrada es negativo, el diodo polarizará inversamente, puesto que a la salida del operacional también será negativo. De esta forma, el diodo se comporta como un circuito abierto y la señal de salida será 0 al no circular corriente. En el caso de que la entrada sea positiva, la salida del amplificador será positiva, y consecuentemente, el diodo es polarizado directamente. En este caso, existe una corriente en la carga y debido a la realimentación, la corriente de salida será igual al de entrada.

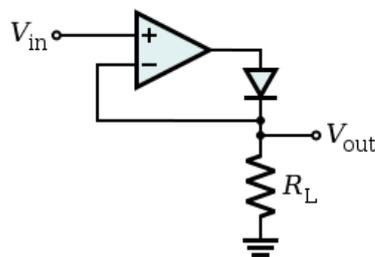


Figura 17: circuito de rectificador de media onda de precisión.

Fuente: [https://es.wikipedia.org/wiki/Rectificador\\_de\\_precisi%C3%B3n](https://es.wikipedia.org/wiki/Rectificador_de_precisi%C3%B3n)

- Rectificador de onda completa de precisión (sección 5.1.4): este circuito está constituido por un rectificador de precisión de media onda y un amplificador sumador. El valor de los resistores se deberá de elegir adecuadamente para aplicar la ganancia de interés, en este caso, ganancia unitaria.

Durante la semionda positiva de la señal de entrada, la salida del primer operacional es negativa, como consecuencia de los diodos que se polarizan directamente. A la entrada del segundo amplificador llegan a la vez dicha señal y la señal de entrada, juntándose en el sumador y produciendo que la semionda negativa se convierta en positiva.

#### 4.1.4. Integrador

Como se mencionaba en la sección 2.3.5, una de las formas más usuales de obtener la estructura de un integrador es mediante un filtro de paso bajo, el cual puede conseguirse mediante la estructura Sallen-Key, mencionada anteriormente, o con la estructura RC.

A parte, se pueden implementar otras dos estructuras para obtener dicha integración:

- Aprovechar la estructura del rectificador de onda completa de precisión comentado en el apartado anterior. Para ello, se deberá de añadir un condensador en paralelo a la última resistencia de la parte del circuito amplificador sumador (sección 5.1.5).
- Utilizar un circuito integrador constituido por un operacional, un par de resistencias y un capacitor en la entrada no inversora del amplificador. Además, esta estructura

servirás de seguidor de voltaje o *buffer*, que garantizará mayor precisión y correcta reproducción en la salida.

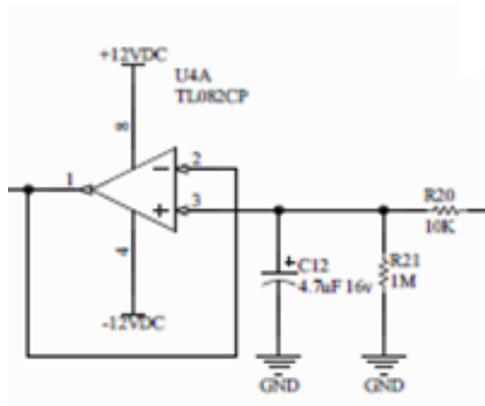


Figura 18: circuito integrador (seguidor de voltaje).

Fuente:

<https://www.dspace.espol.edu.ec/bitstream/123456789/20023/1/Mediciones%20Electromiogr%C3%A1ficas.doc>

En cualquiera de estas opciones será necesario asegurarse de que la relación entre las resistencias dé como resultado una ganancia unitaria, puesto que no debe de producir ningún cambio en la amplitud de la señal, sólo debe permitir observarla con mayor claridad.

#### 4.1.5. Alisado de señal

El “alisado” de una señal se consigue obteniendo la envolvente de la misma, para lo cual resulta eficaz aplicar un detector de envolvente. El método más utilizado y conocido para ello es un circuito simple formado por un diodo, condensador y resistencia. Durante los ciclos positivos, una vez la señal supera la tensión umbral del diodo, el condensador se carga a través del diodo de forma rápida hasta alcanzar el valor de pico, y durante los ciclos negativos, el diodo se bloquea y el condensador se descarga lentamente a través de la resistencia hasta el siguiente pico positivo, cuándo el diodo volverá a polarizarse directamente. Aparece un rizado debido a la descarga del condensador entre los ciclos.

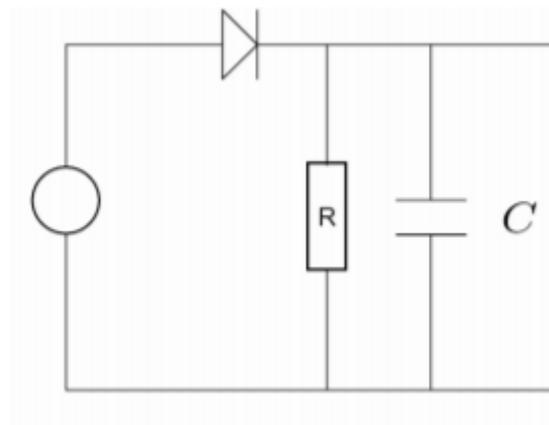


Figura 19: detector de envolvente.

Fuente: [https://www.ugr.es/~atv/TD/transparencias\\_TD\\_tema5.pdf](https://www.ugr.es/~atv/TD/transparencias_TD_tema5.pdf)

El detector de envolvente también se puede conseguir de forma digital mediante VHDL [36] o incluso se puede obtener la envolvente de una señal implementando funciones en el programa MATLAB [37].

#### 4.1.6. Convertidor analógico a digital (ADC)

Como se ha explicado anteriormente (sección 2.3.7), un conversor analógico-digital es un sistema que transforma las señales analógicas en señales digitales. Un convertidor ADC se puede obtener de forma analógica, añadiendo los componentes necesarios al circuito, o mediante un microcontrolador, el cual leerá el valor de entrada y lo convertirá en una señal digital. Posteriormente, el convertidor ADC correspondiente será conectado a un ordenador, dónde mediante el código y los factores de conversión necesarios, se observará la señal con valores analógicos en la pantalla para su visualización. Así, se pueden utilizar programas que permitan la visualización de la señal y permitirán la aplicación de funciones sobre los valores de la señal obtenida, para realizar los cálculos que se quiera.

- **Circuito analógico:** una forma de obtener un conversor es mediante la implementación del correspondiente circuito analógico. Usando un amplificador operacional y configurándolo en bucle abierto, se obtendrá un ADC de un bit de salida. Esta configuración permitirá conocer si la tensión medida es superior a un determinado nivel de referencia, en ese caso, se emitirá un bit a nivel alto, y en caso contrario será a nivel bajo. Añadiendo un segundo amplificador operacional, se obtienen 2 bits de salida. Para un mayor número de bits es recomendable no usar este tipo de configuraciones, ya que el circuito será más complejo conforme más bits se necesiten, y las configuraciones ocupan una cantidad considerada de espacio.

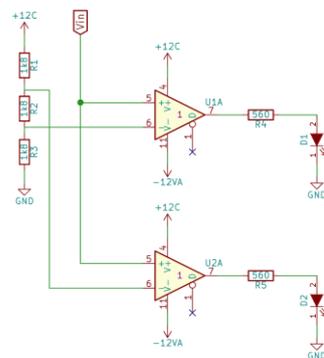


Figura 20: ADC de dos bits.

Fuente: <https://www.rinconingenieril.es/conversor-analogico-a-digital-adc/>

- **Microcontrolador:** los circuitos integrados comerciales contienen en su interior todas las configuraciones necesarias para proporcionar una salida digital, y no suelen tener un alto coste. De la misma forma, se encuentran microcontroladores que incorporan de forma integrada una ADC. Este último resulta muy sencillo de utilizar, ya que, con conocer los pines I/O digitales, la información proporcionada por el proveedor, y posteriormente, aplicar las funciones necesarias en el código (por ejemplo: `analogRead(pin)`), se obtiene el resultado directamente. Además, la información del

microcontrolador proporcionará el voltaje máximo de entrada que puede soportar el mismo y el número de bits, para así determinar la resolución correspondiente.

- **Programas:** una vez la señal ha sido convertida a digital se empleará un microcontrolador, que mediante conexión USB, pasará la señal correspondiente al ordenador que contiene el software. Algunos ejemplos de programas informáticos que permiten observar la señal son MATLAB o LabVIEW, los cuáles permiten posteriormente almacenar la señal en una variable para tratarla y analizarla, con el mismo programa, de la forma que se considere necesaria.

## 4.2. Componentes

No solo es necesario tomar una decisión en cuanto a la arquitectura que formará el circuito, sino también sobre los componentes electrónicos que serán más adecuados en dichas estructuras, incluyendo la fase inicial de captación de la señal.

### 4.2.1. Electrodo

El electrodo es un dispositivo que permite detectar la actividad bioeléctrica interna del cuerpo humano. Existen dos tipos principales: superficiales o internos (de aguja o de alambre fino).

- Electrodo de aguja

Consisten en una aguja muy fina que en su interior contiene el electrodo correspondiente (Figura 21). Este tipo es usado mayoritariamente en evaluaciones neuromusculares. La señal obtenida tiene mejor calidad, comparada con otro tipo de electrodos. A parte de su buena calidad, otra ventaja muy importante es que, debido a su pequeña área de captación, permite detectar potenciales de acción individuales de la unidad motriz cuando el musculo realiza contracciones. Además, una vez insertados pueden ser cómodamente reposicionados para medir el potencial en tejidos musculares nuevos. La principal desventaja que presenta es que son invasivos [38].



Figura 21: electrodos de aguja

Fuente: <https://www.dcdproducts.com.ar/detalle.php?a=electrodos-de-agujas-concentricas-para-emg&t=65&d=226>

- Electrodo de alambre

Están hechos de un alambre rígido y de pequeño diámetro (Figura 22), con aislamiento y material no oxidante. Se implantan en los músculos esqueléticos, su cánula permanece insertada en el músculo durante toda la prueba, y se retiran fácilmente de los mismos. Por estos motivos también son de tipo invasivo [38].

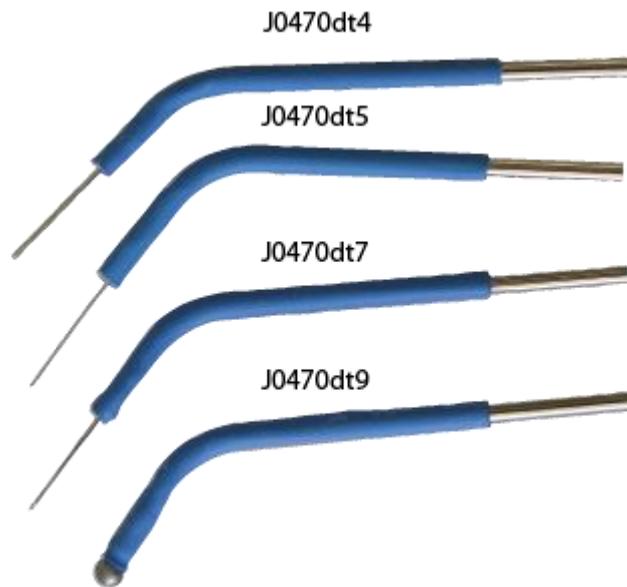


Figura 22: electrodo de alambre

Fuente: <https://jorvet.com/product/fine-wire-electrode/>

- Electrodo superficiales

Utilizan una técnica no invasiva para medir y detectar la señal (Figura 23). Producen un equilibrio químico en la piel y la superficie del mismo, mediante conducción electrolítica, para que así la corriente fluya por el electrodo. Son muy sencillos de insertar y se usan principalmente para el estudio del comportamiento motor, registros neuromusculares y evaluaciones medicas deportivas [39]. Son diseñados para obtener selectivamente la señal bioeléctrica, disminuyendo los potenciales de corriente continua y la captación del ruido ambiental, aunque estos electrodos siempre introducen ruido en la señal medida. Además, al ser colocados en la piel, únicamente pueden medir la señal superficial de los músculos, por lo que las interferencias de otros músculos pueden distorsionar la señal, por ello es importante que se coloque en la piel en una posición estable durante la prueba. La calidad de la señal también se verá afectada por la forma, tamaño, material y otras características físicas de los electrodos.

Con todo esto se puede concluir que los electrodos de aguja o alambre obtendrán una señal más precisa, pero son más complicadas de usar que los superficiales, los cuales no necesitan supervisión de un profesional médico.



Figura 23: electrodo superficial

Fuente: <https://mdurance.eu/suelo-pelvico/>

En este tipo de electrodos se puede diferenciar entre los húmedos y los secos. Los secos son aquellos que no requieren una capa de gel entre la piel y la superficie de detección. Estos pueden ser reusados y tienen un mayor peso que los húmedos, por lo que produce problemas en la fijación en la piel. Mientras que los húmedos son todos aquellos que incluyen una interfaz de gel electrolítico entre la piel y la superficie metálica. Al ser autoadhesivos son los más recomendados para la adquisición de EMG dinámicos. En concreto se suelen usar los electrodos de plata-cloruro de plata (Ag/AgCl). La capa de AgCl permite que la corriente del músculo pase libremente a través de la unión del electrolito y el electrodo. De esta forma produce potenciales de unión más bajos y estables, consecuentemente introduce menos ruido eléctrico en la medición [40,23].

Además, existen diversas configuraciones de los electrodos, según la cantidad de electrodos usados:

- **Monopolar:** se implementa empleando un único electrodo en la piel con respecto a un electrodo de referencia. Esta disposición es la más simple, pero no suele ser recomendada puesto que detecta todas las señales eléctricas en las proximidades de la superficie de detección.
- **Bipolar:** se emplean dos superficies de detección con la ayuda de un electrodo de referencia. De esta forma, las superficies de detección se encuentran dispuestas a una distancia de 1-2cm, y en la entrada del circuito se suprimen las señales de ruido comunes a ambas, por lo que se superan las limitaciones mencionadas en la configuración monopolar.
- **Multipolar:** utiliza más de dos superficies de detección con la ayuda de un electrodo de referencia. Esta configuración reduce aún más la interferencia y el ruido. Se utiliza en investigaciones exhaustivas llevadas a cabo para estudiar la orientación de la fibra, velocidad de conducción y localización del punto motor.

#### 4.2.2. Amplificadores de instrumentación

De entre los diferentes tipos de amplificadores que se pueden encontrar en el mercado, se debe elegir aquellos que presenten una gran impedancia de entrada, alto valor de CMRR y sean fáciles de usar, además de ofrecer un bajo coste. Por estos motivos, y debido a la

experiencia previa con los correspondientes componentes, las opciones se limitaron a la siguientes: INA114, AD621 e INA128 los cuáles también se han usado con el mismo propósito en diferentes estudios [41,42,43]. Debido a las similares características, pero diferente precio, también se añadieron como opción el AD620 e INA129.

El INA114 [44] puede soportar  $\pm 40V$  sin sufrir daños, se activa con muy baja tensión de desplazamiento ( $50\mu V$ ), la deriva ( $0.25\mu V/^{\circ}C$ ) y un alto rechazo en modo común (115dB a  $T=1000$ ). Funciona con voltajes de tan solo  $\pm 2.25V$ , lo que permite que sea alimentado por batería individuales de 5V, y con una sola resistencia externa se establece cualquier ganancia de 1V/V a 10000V/V.

Tanto el AD620 [45] como el AD621 [46] presentan una impedancia de entrada muy alta ( $10G\Omega$ ) en paralelo con un condensador de 2pF. El ruido de voltaje se especifica como  $9nV/\sqrt{Hz}$  a 1KHz y  $0.28\mu V$  p-p de 0.1Hz a 10Hz. Su CMRR tiene un valor alto de 130 dB para el intervalo de frecuencia de 0.1Hz a 10Hz, luego alcanza el valor de 90dB a 1000Hz. Su CMRR a una frecuencia de 50Hz tiene un valor aproximado de 120dB. Los altos valores de CMRR aseguran un rechazo óptimo de las señales de entrada del modo común.

Por último, el INA129 e INA128, que comparten hoja de datos [45], presentan una alta impedancia ( $10G\Omega$ ), baja deriva de  $0.5\mu V/^{\circ}C$  máximo y una CMRR alta de 120dB máximo. Las entradas pueden soportar  $\pm 40V$  y ofrecen un amplio rango de suministro de  $\pm 2.25V$  a  $\pm 18V$ .

#### 4.2.3. Amplificadores operacionales

Los amplificadores operacionales se utilizarán principalmente para el diseño de los filtros, y para evitar desajustes entre filtros, lo ideal es utilizar el mismo tipo de operacional en todos. Para esta aplicación se ha encontrado el operacional OP07 [42], que presenta un valor alto de CMRR de 120dB, una variación de la tensión ("*voltage drift*") de  $1.3\mu V/^{\circ}C$  máximo, ruido bajo de  $0.6\mu V$  p-p máximo, rango de voltaje de entrada de  $\pm 14V$  y un amplio rango de tensión de alimentación de  $\pm 3V$  a  $\pm 18V$ , permitiendo ser alimentado por baterías individuales de 5V [47].

Otra buena opción, podría ser la elección del OPA211 [7], el cual presenta ruido de bajo voltaje de  $1.1nV/\sqrt{Hz}$  a 1 KHz y una desviación del voltaje de compensación ("*Offset voltage drift*") de  $0.35\mu V/^{\circ}C$  (típico). Su velocidad de subida ("*slew rate*") es de  $27V/\mu s$ , ofrece un amplio rango de suministro de  $\pm 2.25V$  a  $\pm 18V$ , 4.5V a 36V, y una corriente de salida de 30mA [48]. Además, presenta una salida de tipo "rail-to-rail", lo que permite operar con niveles más bajos de suministro, acercándose a los límites y proporcionando un rango de salida más amplio.

El LF351 [7] presenta una alta impedancia de entrada ( $10^{12}\Omega$ ), al igual que el OPA211, una velocidad de subida de  $16V/\mu s$  (típico) y un amplio rango de tensión de alimentación de 6V a 32V, por lo que también podría ser una posible solución. Aunque su voltaje de ruido es bastante elevado ( $15nV/\sqrt{Hz}$ ), y en comparación con otros operacionales, presenta una elevada desviación del voltaje de compensación ( $10\mu V/^{\circ}C$ ) [49].

Los operacionales "rail-to-rail" pueden resultar de gran interés, ya que, en caso de alimentar el circuito con baterías, estos permitirían aprovechar al máximo dichos voltajes, ofreciendo un rango más amplio, tanto en la entrada como en la salida. Existen una gran variedad de operacionales de este tipo, entre los cuales se pueden encontrar por ejemplo el ADA4666-2, el cual presenta una elevada impedancia de entrada ( $>10G\Omega$ ), un bajo valor de desviación del voltaje de compensación de  $0.6\mu V/^{\circ}C$  (típico), un CMRR de 95dB, y ofrece la opción de ser alimentado por una única alimentación (3V a 18V), o por una doble alimentación ( $\pm 1.5V$  a  $\pm 9V$ ). Además, el ADA4666-2 presenta una configuración con dos canales diferentes tanto para la

entrada como para la salida (A y B), por lo que ofrece la oportunidad de ser usado dos veces para dos fases diferentes del circuito, como si se tratase de un único operacional [50].

Evidentemente, existe una gran variedad de operacionales en el mercado con múltiples características diferentes, y aparte de los mencionados, varios de ellos se podrían aplicar. Los anteriores han sido seleccionados, aparte de por sus características, por su común uso en este tipo de aplicaciones y su precio asequible.

#### 4.2.4. Resistencias y condensadores

Tal y como se ha mencionado en secciones anteriores (sección 2.3.2 y 2.3.3), será necesario el uso de diferentes resistencias y condensadores en las fases de amplificación y filtrado. Para su selección primero será necesario conocer el valor de los mismos, para saber qué serie es la apropiada, puesto que no todas presentan los mismos valores, sino que existen limitaciones. El valor de los componentes fue seleccionado a partir de los cálculos, y aunque existen diversas combinaciones de los mismos, se eligieron aquellos de los cuales se tenía una mayor disponibilidad (disponibilidad en el laboratorio o proveedor de componentes electrónicos). En cuanto al precio, no fue un factor influyente en la toma de la decisión, ya que estos componentes suelen tener un precio similar independientemente del valor que tengan.

En cambio, si se considera un factor importante la selección del grupo de tolerancias que existen, con la intención de obtener un rango adecuado, y no excesivo, de ambos componentes tanto en el uso práctico en el circuito como en los cálculos teóricos.

Entre las series, y por lo tanto tolerancias, más comunes en el mercado se encuentran: E6 (20%), E12 (10%) y E24(5%). Fuera de estos rangos, se pueden obtener unos excesivos o insuficientes rangos de valores, lo que puede afectar negativamente a los resultados del circuito.

Por ejemplo, en el caso de las resistencias con tolerancias de 5% (banda de color) y condensadores con una tolerancia de 10% (letra del condensador), al ser valores de tolerancias pequeños se limitará el rango de valores que una resistencia puede adoptar, consiguiendo una menor variabilidad en el comportamiento del circuito diseñado.

En cuanto a los condensadores, aparte de la tolerancia, resulta necesario plantearse cuál es el más apropiado según su clasificación:

- **Electrolíticos:** ofrecen valores elevados de condensadores y son de bajo coste, pero presentan una elevada corriente de fuga (la corriente que pierden los condensadores y produce que pierdan su carga con el tiempo) y un voltaje de ruptura bajo. Su principal característica es que son polarizados, por lo que se requiere especial atención en su conexión, ya que podrían estallar con la polaridad invertida.
- **De Mica:** consisten en hojas de mica y aluminio colocadas de forma alterna y una protección de plástico. Presentan un elevado coste, baja corriente de fuga y gran estabilidad. Ofrecen un rango de valores de picoFaradios a 0.1  $\mu\text{F}$ .
- **Cerámicos:** son condensadores que utilizan la cerámica como material dieléctrico. Tienen aplicaciones en áreas de supresión de ruidos, con voltajes bajos y frecuencias altas. Las pérdidas producidas son casi nulas y la constante dieléctrica de estos elementos es muy alta (de 1000 a 10000 veces del aire). Permiten una alta permitividad, aunque son sensibles a la temperatura y variación de voltajes. Son de pequeño tamaño y bajos valores de capacitancia, entre 1nF y 1 $\mu\text{F}$ .

De los tipos de condensadores mencionados anteriormente, se seleccionarán aquellos que resulten más adecuados en el circuito, según las características requeridas. De esta forma, dependerá de los valores obtenidos en los cálculos, puesto que como se ha mencionado, cada tipo de condensador ofrece un rango de capacitancias. Además, el coste de los mismo y su fácil obtención o compra también serán considerados factores importantes.

#### 4.2.5. Diodos

Los diodos son componentes electrónicos semiconductores de unión PN, formados por dos terminales: un ánodo, terminal positivo, y un cátodo, terminal negativo. Solo se permite la circulación en un solo sentido a través del mismo, de ánodo a cátodo, bloqueando la corriente y actuando como aislante en sentido contrario. Cuando se encuentra configurado a favor de la corriente se dice que se encuentra con polarización directa, mientras que en contra de la corriente se conoce como polarización inversa.

Los diodos se caracterizan por presentar una caída de tensión entre ambos terminales, que suele variar de 0.5V a 0.8V, dependiendo del modelo. La resistencia de un diodo en buen estado con polarización directa deber de variar de  $1000\Omega$  a  $10\Omega$ . Se asignan capacidades de corrientes a los diodos, si se supera la capacidad y el diodo falla puede producirse un cortocircuito, y bien permitir que la corriente fluya en ambos sentidos, o bien interrumpir el flujo de corriente en ambos sentidos. Existen diversos tipos de diodos, algunos de ellos son:

- Diodos LED: se caracterizan porque las recombinaciones de los portadores de carga generan fotones formando luz, se suelen usar como indicadores y sistemas de iluminación.
- Diodos rectificadores: usan polarización directa y se usa en la conversión de corriente alterna en corriente continua.
- Diodo Varicap o varactor: usa polarización inversa y aprovecha determinadas técnicas para comportarse como un condensador variable.
- Diodo Zener: es un diodo de silicio muy similar al diodo de unión PN estándar, especialmente diseñado para aprovechar una configuración de polarización inversa. La tensión a través de un diodo Zener permanece constante, aunque haya un cambio de corriente.
- Diodo Schottky: semiconductor que proporciona conmutaciones muy rápidas entre los estados de conducción directa e inversa y muy baja tensión umbral. Se suele usar en aplicaciones de conmutación.

Los modelos que se suelen utilizar y son los más comunes son los 1N91x y 1N4x48, que comparten hoja de datos [51]. Así, entre sus características principales presentan: un poder de disipación de 500mW, una resistencia térmica de unión a ambiente de  $300^{\circ}\text{C}$ , tiempo de recuperación inversa de 4ns, corriente inversa de  $0.025\mu\text{A}$  y una tensión directa que dependerá de cada modelo concreto.

#### 4.2.6. ADC

Como se ha mencionado, el conversor analógico-digital puede ser obtenido mediante una configuración analógica, un microcontrolador o un software. En el caso de usar un circuito analógico los componentes necesarios serían operacionales y resistencias, los cuáles han sido explicados en apartados previos.

Por otra parte, si se quiere usar un microcontrolador existen una gran variedad en el mercado que pueden cumplir esta función. Algunos ejemplos son:

- PIC16F887 [52]: ofrece 35 pines de entrada/salida, con 14 canales analógicos de 10 bits de resolución, su frecuencia de operación se encuentra entre 0-20MHz, presenta un oscilador interno de alta precisión y un voltaje de alimentación de 2V a 5V.
- Arduino Mega [53]: presenta un Microcontrolador ATmega2560 a 16MHz y 16 pines de entradas analógicas, operando a un voltaje de 5V. Para la conversión, los pines que se pueden usar son, por ejemplo, del A0 al A15, con una resolución máxima de 10bits.
- STM32CubeF0 [54]: presenta 3 ADC internos de 12 bits (sensor de temperatura, referencia de voltaje, medición de voltaje VBAT) con 16 canales cada uno y un rango fuente de alimentación entre 2 y 3.6V. Con el modo escaneo, la conversión se realiza a un grupo seleccionado de entradas analógicas. Presenta una función de vigilancia analógica, la cual genera una interrupción cuando el voltaje convertido está fuera de los umbrales programados.

Por último, respecto a los programas propuestos para observar la señal convertida:

- LABView: es una plataforma y entorno de desarrollo, cuya finalidad es diseñar sistemas, usando un lenguaje de programación gráfico, pensado tanto para sistemas de hardware como de software. Permite el diseño de sistemas de adquisición de datos, el procesamiento de señales, simular sistemas de control industrial y el diseño de sistemas embebidos, entre otros.
- MATLAB: es un sistema de cómputo numérico que ofrece un entorno de desarrollo integrado (IDE) con un lenguaje de programación propio. Este lenguaje permite realizar operaciones de vectores y matrices, funciones, cálculo lambda y programación orientada a objetos. Este programa contiene un entorno de programación visual, llamado Simulink. Se utiliza como herramienta de simulación de sistemas o modelos, y es muy utilizado en el ámbito de la ingeniería electrónica en las áreas relacionados con el procesamiento de señales (DSP).

Se han propuestos estas soluciones para obtener el conversor, ya que son las más familiares y con las que se tienen más experiencia y conocimientos, tanto en la programación como implementación de las mismas.

## 5. Descripción detallada de la solución adoptada

Una vez conocidas las principales características de la señal a tratar y las posibles soluciones que se pueden adoptar para obtener el diseño del circuito, tras una evaluación de las mismas y diversas pruebas, se obtiene un circuito final. En primer lugar, se decidirá que fases serán necesarias a lo largo del circuito, y posteriormente los componentes más apropiados que formarán parte de cada uno de estos.

## 5.1. Diagrama de bloques

Como ya se conoce, la señal de entrada del EMG es de carácter débil ( $\mu\text{V}$  a  $\text{mV}$ ) y en un inicio, su medida, incluye varias interferencias y perturbaciones. Estas condiciones dificultan su lectura y análisis, por lo que se necesita tanto una amplificación de la misma como un filtrado, lo cual se conseguirá con las siguientes etapas:

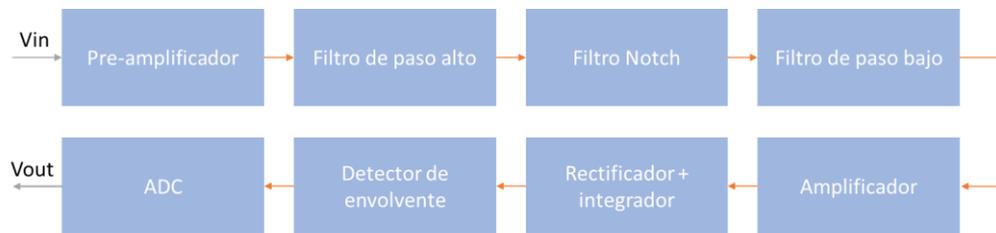


Figura 24: diagrama de bloques del circuito EMG.

Fuente: Fuente propia.

### 5.1.1. Pre-amplificación

Como fase inicial, se realiza una pequeña amplificación de la señal (baja ganancia) mediante el uso de un amplificador de instrumentación, el cual permitirá coger la señal bipolar de los electrodos y la de referencia. Esta reducida amplificación es de especial interés, ya que es lo suficientemente sensible para detectar y amplificar las pequeñas señales, y, además, rechaza parte de los ruidos para obtener solo la actividad electromiográfica.

Los amplificadores de instrumentación, que al fin y al cabo constituyen un amplificador diferencial con una configuración de 3 operacionales, rechazan parte del ruido externo. Esto se consigue mediante la substracción de ambas entradas ( $V_+ - V_-$ ), eliminando así la señal de ruido que es común, a lo que se le añade el CMRR propio de los amplificadores de instrumentación. Como ya se sabe, esta característica indica la tendencia de los amplificadores a rechazar las señales comunes en ambas entradas.

Otra gran ventaja del uso de este pre-amplificador, consiste en la posible obtención de una ganancia entre  $1\text{V/V}$  a  $10000\text{V/V}$  mediante una sola resistencia externa, aunque en este caso se empleará únicamente una pequeña ganancia de entre  $4\text{--}10\text{V/V}$ , y posteriormente, se llevará a cabo el resto de la amplificación necesaria.

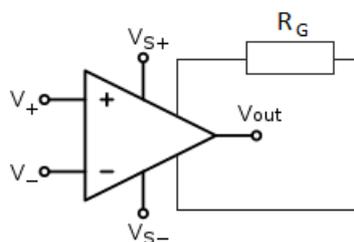


Figura 25: pre-amplificación usando un amplificador de instrumentación.

Fuente: Fuente propia

### 5.1.2. Filtros

La señal EMG de interés presenta un rango de frecuencia dominante (sección 3.2) en el cual se encontrará la información relevante para su análisis. Para conseguir esa información de forma óptima, reduciendo al máximo las interferencias, se usarán unos filtros. En el rango de

frecuencia mencionado se encuentra una frecuencia mínima ( $f_{\min}$ ) y una frecuencia máxima ( $f_{\max}$ ), por lo que, con el propósito de diseñar el circuito de forma precisa alrededor de estas frecuencias (frecuencias de corte), se decidió centrar por una parte el diseño para  $f_{\min}$  y por otra parte para  $f_{\max}$ . De esta forma, el sistema permitirá un mejor ajuste individual para cada tipo de interferencia y frecuencia. Esto implica que en lugar de realizar un diseño de pasa banda, el cual ya incluye ambas frecuencias de corte, se realizará el diseño de un filtro de paso alto ( $f_{\min}$ ) y, luego, de un filtro de paso bajo ( $f_{\max}$ ), y se situarán en cascada, uno detrás del otro, respectivamente.

Se usará la estructura *Butterworth* para diseñarlos, puesto que ofrece una aproximación a la respuesta ideal mediante el criterio de máxima uniformidad posible. Así, mantiene la salida constante hasta llegar a la frecuencia de corte, posteriormente la ganancia irá disminuyendo gradualmente pasando por el punto 3dB inferior a la ganancia de la frecuencia de corte.

La topología seleccionada para el diseño es la de Sallen-Key, puesto que es sencillo de diseñar, no inversor y ofrece una excelente precisión en la ganancia. Por último, el orden seleccionado para cada uno de los filtros es el segundo orden, lo que confirma el uso de filtros activos, así mantendrá una velocidad de 40dB/dec para el aumento o disminución de la ganancia, que es considerada una velocidad ni excesivamente rápida ni baja, permitiendo que sea preciso y estable el proceso.

Respecto al filtro necesario para reducir la frecuencia ambiente (50Hz), la cual producirá un mayor efecto negativo en la señal, se usará un filtro Notch, puesto que es lo suficientemente exacto, y su selectividad permite ajustar el rango de frecuencia de rechazo alrededor de la frecuencia de interés, obteniendo mayor precisión y aumentando el factor de calidad.

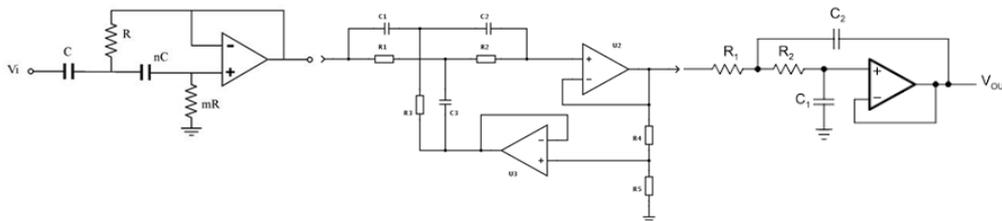


Figura 26: configuraciones de filtros seleccionados para el filtro de paso alto, Notch y de paso bajo, respectivamente.

Fuente: [repositorio.innovacionumh.es](https://repositorio.innovacionumh.es), [www.changpuak.ch/electronics](http://www.changpuak.ch/electronics), [mandradebs.github.io](https://mandradebs.github.io)

### 5.1.3. Amplificador

Para obtener el resto de la amplificación necesaria del sistema, ya que en las ganancias de las fases anteriores presentaban un valor reducido, se empleará una última etapa de amplificación. Para ello, de entre todas las configuraciones de amplificación presentadas, se empleará el amplificador no inversor, puesto que permite obtener una ganancia exacta de forma sencilla, mediante el ajuste de las resistencias. Además, la señal de salida se mantendrá en la misma fase que la señal de entrada.

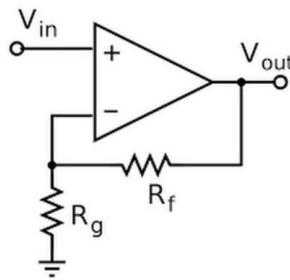


Figura 27: configuración de amplificador seleccionado.

Fuente: <https://www.patreon.com/fdomanso> o <https://www.paypal.me/fdomanso>

#### 5.1.4. Rectificador de onda

En cuanto al rectificador utilizado, se decidió que era necesario mantener la información completa de la onda para posteriormente poder realizar los análisis necesarios y tener en cuenta todos los valores que pueden afectar al resultado final. Por ello, se descartaron los rectificadores de media onda.

Entre los presentados de onda completa se eligió el de precisión, ya que permite trabajar con amplitudes de menor valor, como es el caso de la señal EMG. Tras elegir este tipo es necesario remarcar la importancia de elegir el valor de las resistencias, puesto que esta fase debe de tener una ganancia unitaria para no afectar al valor de la amplitud de la señal de entrada en dicha fase. Así, todas las resistencias deben de tener el mismo valor, excepto la que se encuentra entre ambos amplificadores que deber de tener la mitad de valor que los demás.

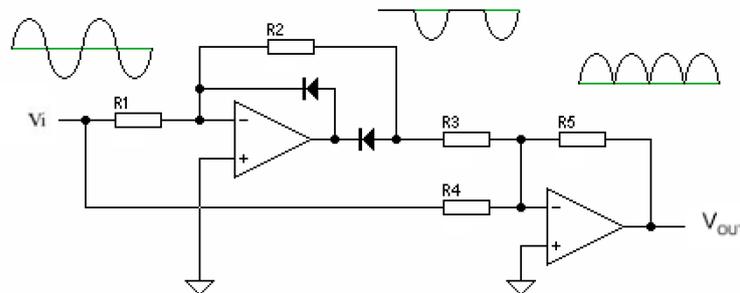


Figura 28: rectificador de onda completa de precisión.

Fuente: <https://electronica.guru/questions/16132/que-esta-haciendo-esta-configuracion-de-amplificador-operaci>

#### 5.1.5. Integrador

El integrador nos permitirá observar con mejor calidad la señal obtenida. La opción seleccionada para implementar el rectificador será aquella en la que únicamente se añade un condensador en paralelo a la estructura del rectificador de onda seleccionado anteriormente, puesto que esta opción es la más sencilla y requerirá menos cálculos de diseño y menos componentes, reduciendo el espacio en la futura placa.

#### 5.1.6. Alisado de la señal

De las soluciones propuestas se decidió utilizar el circuito comentado en la sección 4.1.5 (Figura 19), puesto que interesa observar el resultado directamente sin ser tratado digitalmente, para posteriormente poder conectarlo al ADC y observar los picos de amplitud.

Además, las otras técnicas suelen ser utilizadas para procesos más concretos, como la demodulación de una señal.

Una vez conocido el método a utilizar, el siguiente paso consiste en seleccionar los componentes que permitirán obtener dicha envolvente, y adecuarlos a la señal de interés, los cuáles son componentes sencillos que suelen encontrarse fácilmente y de poco coste.

El uso de dicha configuración facilitará el análisis de los resultados obtenidos durante las contracciones musculares, puesto que permitirá observar la directa relación de esfuerzo-amplitud de la señal mioeléctrica y su análisis en el tiempo. Esta fase eliminará o al menos reducirá significativamente picos indeseados y extraerá la tendencia principal de la señal [55]. En algunos estudios relacionados también se ha utilizado la envolvente del espectro de frecuencias para la identificación de movimientos, puesto que proporciona información acerca de la tasa de cambio en diferentes bandas del espectro de frecuencia de una señal [2].

### 5.1.7. ADC

Para obtener la última etapa del sistema, el conversor analógico-digital, se seleccionó el método más sencillo, para el cual no hacían falta conocimientos especiales sobre un microcontrolador ni su programación. De esta forma se propuso realizar la conversión usando una placa Arduino, el cual mediante sus pines realiza directamente la conversión, y se observará la señal en MATLAB. Para ello, primero se programará un código en Arduino, que permitirá leer la señal, y seguidamente, otro código en MATLAB, que permitirá representarla y posteriormente almacenar en una variable. Esto resulta práctico, ya que la señal se podrá utilizar en el mismo programa para realizar los análisis requeridos (media, mediana y RMS). Se decidió emplear este programa antes que LABView, debido a la falta de uso y familiaridad con el mismo.

Además, al no utilizar un circuito analógico para dicha función se puede reducir los costes y el espacio del circuito, pues no hace falta adquirir más componentes, y se reducirá el espacio necesario para la PCB. De esta forma, también se evita los errores y pérdidas producidas por dichos componentes y el cálculo necesario (los cálculos teóricos no suelen traducirse de manera exacta en la práctica, por lo que se producen modificaciones o cambios los cuáles implican ciertas pérdidas, en algunos casos, insignificantes).

## 5.2. Componentes

Se estima que la señal de entrada presentará un rango de valor entre  $10\mu\text{V}$  y  $5\text{mV}$ , y la salida del sistema al llegar al Arduino debería tener un valor de  $5\text{V}$  como máximo, por las características de diseño del mismo. Resulta más conveniente limitar el valor a  $4.5\text{V}$ , para evitar llegar al límite del valor aceptado por Arduino [53], ya que, como la señal no es perfecta ni de amplitud constante se podría obtener algún pico superior al voltaje límite, estropeando así el componente.

Una vez se conoce el valor de entrada y de salida, se puede calcular el valor teórico necesario de la amplificación:

$$G = \frac{V_{salida}}{V_{entrada}} \quad (11)$$

$$G_{min} = \frac{4.5}{10\mu} = 450 \cdot 10^3 \text{V/V} \quad G_{max} = \frac{4.5}{5\text{mV}} = 900 \text{V/V}$$

Evidentemente, resulta más interesante suponer el peor caso que se pueda dar en la práctica, el cual consiste en la obtención del máximo valor de entrada posible, 5mV. Así la ganancia que se aplica para el diseño del sistema, será  $G_{max}$ , siendo un valor alrededor de los 900V/V.

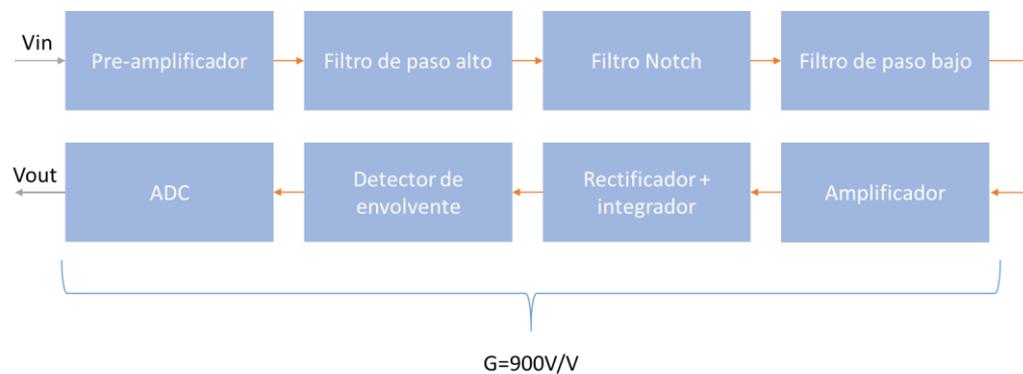


Figura 29: ganancia total de diseño del circuito EMG.

Fuente: Fuente propia.

Esta ganancia aplicada al valor mínimo de entrada produce un voltaje de salida de 9mV ( $10\mu V \cdot 900V/V$ ), aunque sea un valor bajo, puede ser detectado por Arduino de todas formas.

En cuanto a las frecuencias aplicables a los filtros, se ha estimado un valor de ruido ambiente de 50Hz, el cual será atenuado con la aplicación del filtro Notch. Mientras que los filtros de paso alto y bajo tendrán que filtrar según las frecuencias dominantes, 40Hz y 600Hz.

### 5.2.1. Electrodo

Los diferentes tipos de electrodos que existen ya han sido explicados anteriormente (sección 4.2.1), pero los electrodos internos (electrodos de aguja y de alambre) no pueden ser consideradas una opción en este proyecto, debido a la falta de conocimientos y formación médica que prohíben su uso. Por lo que, las opciones se limitan a los electrodos superficiales (no invasivos). Así, se seleccionó el tipo de electrodo superficial que podría resultar más útil en la aplicación.

Los electrodos superficiales secos pueden ser reusados y presentan un mayor peso que los húmedos. Son de menor coste, pero no se llegan a adherir en la piel, y este tipo de electrodos introducen niveles de ruido más elevados [56].

En el estudio realizado posteriormente, es necesario llevar a cabo una contracción muscular del *Biceps Branchii* para así estudiar los pulsos de la señal de EMG. Esta contracción requerirá un cierto movimiento en la superficie en la cual se situarán los electrodos, por lo que probablemente los electrodos superficiales secos dificultarían la medida de las señales, puesto que su falta de adhesividad produciría un constante desplazamiento o deficiente colocación de los mismos. Esto complicaría realizar los estudios y pruebas necesarias. Así, para obtener la mayor eficacia posible se optó por utilizar los electrodos húmedos, aunque presentan un coste más elevado, en concreto se usaron los de Ag/AgCl que son los más comercializados.

Este tipo de electrodos ofrecen un bajo potencial de unión y una gran estabilidad, por lo que introducirán menos interferencias en la toma de señales. La única desventaja es que no son reusables, una vez separados de la superficie muscular no es recomendable volver a usarlos, puesto que el gel no presenta la misma adhesividad y afectará negativamente a la señal. El uso

de este tipo de electrodos puede producir un cierto aumento de los costes. Además, si se utiliza durante un largo periodo el gel puede deshidratarse, siendo necesaria una re-aplicación e interrupción en el monitoreo de la señal. En este caso, no presenta una preocupación puesto que no se utilizará durante el tiempo suficiente para que eso ocurra.

Además, de entre todas las configuraciones propuestas, la configuración bipolar será suficiente para el estudio presentado, ya que proporcionará una señal lo suficientemente exacta sin presentar una gran complejidad en su diseño e implementación.

### 5.2.2. Pre-amplificación

Para esta fase inicial, el amplificador de instrumentación comercial seleccionado, de entre todos los mencionados en la sección 4.2.2, es el INA129P (Texas Instrument, Texas, USA).

Como se menciona en su hoja de datos [50], presenta una gran impedancia de entrada de  $10G\Omega$  situado en paralelo con un condensador de  $2pF$ , tal y como se requiere para esta aplicación. Presenta un ruido de voltaje bajo ( $10nV/VHz$ ), por lo que contaminará lo menos posible la señal. Además, para bajas ganancias presenta un CMRR de  $86dB$ , como sería en este caso, lo que resulta un valor suficiente para la eliminación de las señales comunes. Puede ser alimentado tanto por batería como por una fuente de voltaje, ya que admite un rango de alimentación de  $\pm 2.25V$  a  $\pm 18V$ . A todas las características técnicas se le añade que es fácil de usar, de bajo coste ( $4-6€$ ), baja potencia y alta precisión.

Respecto a la ganancia total requerida en el sistema, como en esta fase únicamente se pretende obtener un valor de entre  $4V/V$  y  $10V/V$ , se decidió obtener una ganancia en un rango de interés entre  $5V/V$  o  $6V/V$  dependiendo de las resistencias disponibles. El valor de dicha resistencia se obtuvo mediante el uso de la fórmula proporcionada por el proveedor para el INA129P:

$$G = 1 + \frac{49.4K}{R_G} \quad (12)$$

Despejando la ecuación, para obtener  $5V/V$  exactos, la resistencia necesaria sería de  $12.35K\Omega$ . Dentro de la serie E24 ( $\pm 5\%$ ) comercial ese valor concreto no existe, tendría que elegirse entre  $12K\Omega$  o  $15K\Omega$ , o incluso  $10K\Omega$ , que también ofrece una ganancia dentro del rango deseado. Obteniendo el cálculo:

$$G = 1 + \frac{49.4K}{10K} = 5.94V/V \quad G = 1 + \frac{49.4K}{12K} = 5.117V/V \quad G = 1 + \frac{49.4K}{15K} = 4.293V/V$$

De esta forma, realmente no interesa usar  $15K\Omega$ , ya que la ganancia estaría fuera del rango de interés escogido. Para ahorrar costes se acabó eligiendo la resistencia  $10K\Omega$ , ya que es la que se encontraba disponible en el laboratorio.

Así, la ganancia se mantiene dentro del rango requerido.

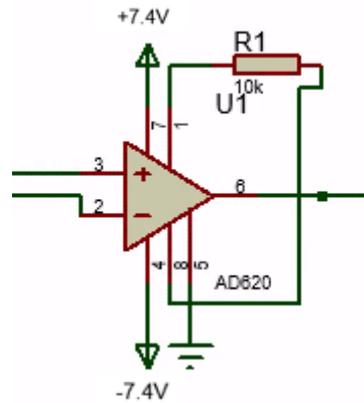


Figura 30: fase de pre-amplificación con el valor de RG correspondiente.

Fuente: Fuente propia.

### 5.2.3. Filtros

El rango de frecuencias, que será necesario limitar, presenta como frecuencia mínima 40Hz y como máxima 600Hz, las cuales serán las frecuencias de corte del filtro de paso alto y bajo, respectivamente (Figura 31).

Así sus frecuencias de corte serán, siguiendo la Ecuación 9:

$$f_{c1} = 40 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} ; \quad \omega_{01} = 2 \cdot \pi \cdot f_{c1}$$

$$f_{c2} = 600 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} ; \quad \omega_{02} = 2 \cdot \pi \cdot f_{c2}$$

La configuración Sallen-Key incluye operacionales, resistencias y condensadores. Para obtener sus valores se realizarán ciertos cálculos. Primero es necesario conocer la relación entre el voltaje de salida y de entrada para los filtros de paso alto (Ecuación 13.1) y bajo (Ecuación 14.1), analizando la estructura mostrada en las imágenes:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot (R \cdot C \cdot \omega \cdot j)^2}{1 + \left(3 - \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\right) \cdot R \cdot C \cdot \omega \cdot j + (R \cdot C \cdot \omega \cdot j)^2} \quad (13.1)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}{1 + \left(3 - \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\right) \cdot R \cdot C \cdot \omega \cdot j + (R \cdot C \cdot \omega \cdot j)^2} \quad (14.2)$$

Tomando que:

$$K = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (15)$$

Las ecuaciones (Ecuación 13.1) y (Ecuación 14.1) se pueden simplificar a:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{K \cdot (R \cdot C \cdot \omega \cdot j)^2}{1 + (3-K) \cdot R \cdot C \cdot \omega \cdot j + (R \cdot C \cdot \omega \cdot j)^2} \quad (13.2)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{K}{1+(3-K) \cdot R \cdot C \cdot w \cdot j + (R \cdot C \cdot w \cdot j)^2} \quad (14.2)$$

Por otra parte, se encuentran las funciones de transferencia normalizadas de segundo orden, para paso alto (Ecuación 16) y bajo (Ecuación 17):

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{K \cdot \left(\frac{j \cdot w}{w_0}\right)^2}{1+2 \cdot a \cdot \frac{w}{w_0} \cdot j + \left(\frac{w}{w_0} \cdot j\right)^2} \quad (16)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{K}{1+2 \cdot a \cdot w \cdot j + \left(\frac{w}{w_0}\right)^2} \quad (17)$$

Así, las ecuaciones 13.2 y 14.2, se pueden igualar a las ecuaciones 16 y 17, obteniendo para ambos casos:

$$w_0 = \frac{1}{R \cdot C} \quad a = \frac{3-K}{2} \quad K = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Es importante recalcar, que la variable K, mencionada, representa la ganancia en V/V de la correspondiente fase de filtrado, por lo que será la que se utilice y necesite para conocer la ganancia de todo el sistema.

En las ecuaciones, al ser transformadas, se puede suponer que:

$$s = \frac{w}{w_0} \cdot j$$

Por lo que el denominador de las funciones quedaría así:

$$s^2 + 2 \cdot a \cdot s + 1$$

Para los filtros de segundo orden de *Butterworth* se obtiene el polinomio:

$$s^2 + 1.4142s + 1$$

Se puede deducir que  $2a=1.4142$ .

Aunque no tenemos toda la información necesaria para obtener los valores de las resistencias y condensadores, se pueden realizar los cálculos, ya que se estimaran los valores de algunos componentes. En el caso del filtro de paso alto:

$$f_{c1} = 40 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$

$$w_0 = \frac{1}{R \cdot C}$$

$$a = \frac{3-K}{2}$$

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

Se estima un valor de los condensadores de 224nF, por lo que de la Ecuación 9:

$$R = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{c_1} \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 40 \cdot 224n} = 17.76K\Omega$$

Redondeando el valor se obtendría una resistencia comercial de  $18 K\Omega$ , y volviendo a sustituir en la ecuación anterior para comprobar la frecuencia de corte en la práctica con esa resistencia y el mismo condensador,  $224nF$ , se obtendría una frecuencia de  $39.47Hz$ , lo que se considera un valor cercano a la frecuencia buscada.

$$f_{c_1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 18K \cdot 224n} = 39.47Hz$$

El valor de  $K$  se puede saber con la constante de *Butterworth* ya mencionada, lo que lleva a calcular las resistencias  $R_1$  y  $R_2$ , tomando  $2.7K\Omega$  como valor de  $R_1$ :

$$a = \frac{3-K}{2}; 2a = 3 - K; 3 - K = 1.4142; K = 1.5858V/V$$

$$K = 1 + \frac{R_2}{R_1}; 1.5858 = 1 + \frac{R_2}{2.7K}; R_2 = 1.581K\Omega$$

No existe una resistencia comercial con ese valor exacto, por lo que habría que escoger entre los valores de  $1.5K\Omega$  o  $1.8K\Omega$ . Debido a que la ganancia ( $K$ ) de esta fase cambiaría únicamente de  $1.555V/V$  a  $1.666V/V$ , resulta indiferente escoger un valor u otro, puesto que, para conseguir la ganancia final, de más o menos  $900V/V$ , se puede ir ajustando los valores de fases posteriores. En este caso se eligió  $1.5 K\Omega$ , proporcionando la ganancia de  $1.555V/V$ . De esta forma ya se conocen todos los componentes del filtro de paso alto.

En el caso del filtro de paso bajo se realizará los mismos cálculos, suponiendo para los condensadores  $224nF$  y para  $R_1$ ,  $2.7K\Omega$ :

$$f_{c_2} = 600 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$

$$R = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{c_1} \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 600 \cdot 224n} = 1.18K\Omega$$

Con este cálculo se puede redondear fácilmente el valor de la resistencia a una resistencia comercial de  $1.2K\Omega$ , obteniendo una frecuencia de corte de  $592.09Hz$ , la cual es cercana a la frecuencia requerida.

$$a = \frac{3-K}{2}; 2a = 3 - K; 3 - K = 1.4142; K = 1.5858V/V$$

$$K = 1 + \frac{R_2}{R_1}; 1.5858 = 1 + \frac{R_2}{2.7K}; R_2 = 1.581K\Omega$$

Igual que con el filtro de paso alto se usará un valor comercial de 1.5KΩ obteniendo una ganancia de 1.555V/V.

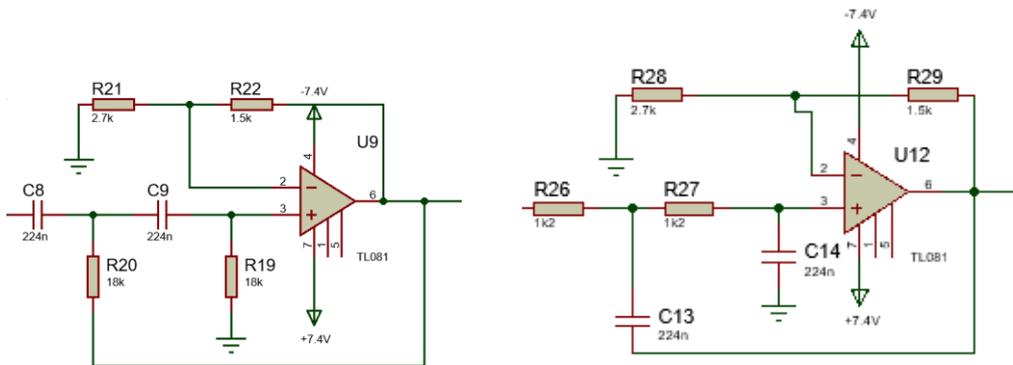


Figura 31: circuito de filtro de paso alto (izquierda) y paso bajo (derecha) con los valores de los componentes calculados.

Fuente: Fuente propia.

El filtro Notch es la última fase de filtrado en la que faltan determinar sus valores. La estructura del “Twin T-Notch” puede ser observada en la siguiente imagen (Figura 32). Así, se necesitan 4 resistencias, 4 condensadores y un potenciómetro.

Su frecuencia de corte se encuentra en 50Hz, y se diseñará con una selectividad de 10, que proporcionará un ancho de banda de 5Hz (entre 47.5Hz y 52.5 Hz):

$$Q = \frac{f_0}{BW} = \frac{50}{5} = 10 \quad (18)$$

Para conseguir esa selectividad es necesario ajustar el potenciómetro a cierto nivel:

$$Q = 10 = \frac{1}{4(1-a)}; a = -\frac{1}{40} + 1 = 0.975$$

Esto implicará que en el uso de un potenciómetro de 10KΩ, para obtener dicha selectividad se tendrá que ajustar a 250Ω ((1-a)·R<sub>T</sub>).

En este caso vuelve a ser necesario determinar un valor concreto del condensador o resistencia, para calcular los componentes. Se volverá a utilizar un condensador de 224nF:

$$f_{cN} = 50 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}; R = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C \cdot f} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 224n \cdot 50} = 14.21K\Omega$$

Los valores comerciales que se encuentran alrededor de ese valor, son 12KΩ o 15KΩ. Con 12KΩ se obtendría una frecuencia 59.2Hz, lo que se considera excesivo respecto a los 50Hz, mientras que con 15KΩ, se obtendría un valor de 47.36Hz, lo que puede considerarse más acertado. Por ello se selecciona la resistencia de 15KΩ. De todas formas, es posible ajustar el ancho de banda usando la selectividad, con la intención de alcanzar los 50Hz. Esto sin saber realmente la frecuencia en la que se encontrará el mayor ruido de ambiente en la práctica, lo que únicamente se podrá obtener al probar el circuito final con los electrodos.

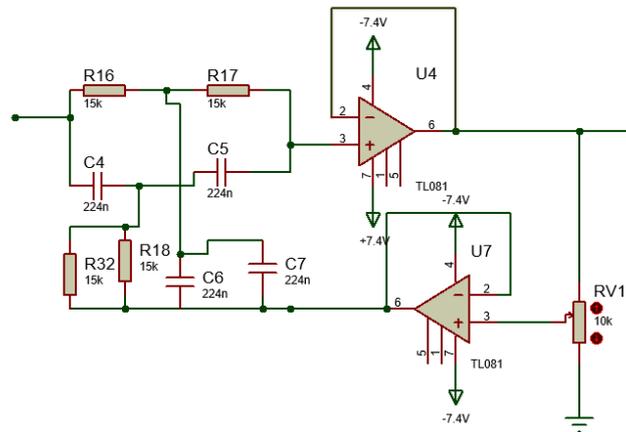


Figura 32: configuración del filtro Notch con los valores correspondientes.

Fuente: Fuente propia.

Los filtros se organizaron de la siguiente forma a la hora de implementarlos: paso alto, Notch y paso bajo. De esta forma, la configuración permite ajustar de la menor frecuencia de corte a la mayor (40Hz-50Hz-600Hz), y ajustar con mayor precisión en cada caso.

A los condensadores y resistencias estimados se les ha definido un valor determinado según la disponibilidad de componentes en el laboratorio, para ahorrar costes. Además, resulta más sencillo estimar el mismo condensador en todos los estados de filtrado para evitar futuras confusiones o errores durante el proceso de montaje. Existen más combinaciones de componentes, siempre que los cálculos se cumplan, dependiendo del valor estimado establecido.

#### 5.2.4. Amplificador

Tal y como se ha observado con los cálculos realizados, hasta el momento el sistema dispone de una ganancia aproximada de 14.27V/V, por lo que será necesario establecer el resto de la ganancia requerida para llegar a unos 900V/V en un último estado de amplificación:

$$K_{Tot} = K_{Pre-Amp} \cdot K_{PA} \cdot K_{PB} \cdot K_{Amp}$$

$$900 = 5.94 \cdot 1.55 \cdot 1.55 \cdot K_{Amp}$$

$$K_{Amp} = \frac{900}{5.94 \cdot 1.55 \cdot 1.55} = 62.79V/V$$

Al utilizar el amplificador no inversor, únicamente se necesitan dos resistencias para obtener la ganancia requerida (Figura 33). Para ello se realizará el siguiente cálculo:

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

En este caso, se determinará el valor de R2 como 56Ω, por los motivos mencionados anteriormente.

$$R1 = (62.79 - 1) \cdot 56 = 3.46K\Omega$$

Los valores comerciales se encuentran entre 3.3KΩ, con el que se obtendrá una ganancia de 59.93V/V, y 3.6KΩ, ganancia de 65.29V/V. Para asegurar que el mínimo valor de entrada del

sistema ( $10\mu\text{V}$ ) se amplifica lo suficiente para que pueda ser leído por la entrada del Arduino, y ya que con el máximo valor de entrada ( $5\text{mV}$ ) no se superaría el límite de  $5\text{V/V}$  establecido, se empelará la resistencia de  $3.3\text{k}\Omega$ .

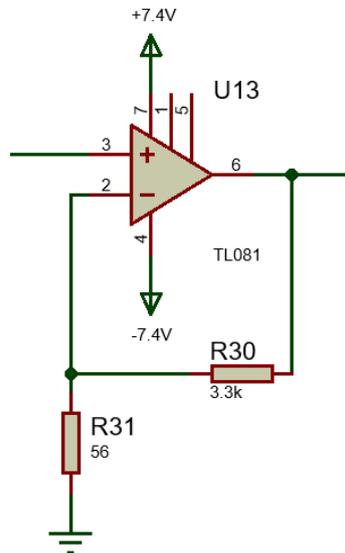


Figura 33: amplificador no inversor con las resistencias adecuadas.

Fuente: Fuente propia.

La ganancia total del sistema, teniendo en cuenta todos los ajustes de los valores a los componentes comerciales, es la siguiente:

$$K_{Tot} = K_{Pre-Amp} \cdot K_{PA} \cdot K_{PB} \cdot K_{Amp}$$

$$K_{Tot} = 5.94 \cdot 1.55 \cdot 1.55 \cdot 59.93 = 855.25\text{V/V}$$

Como se observa no se llega al valor de ganancia determinado. De todas formas, el valor mínimo y máximo en la salida de esta etapa serán  $8.55\text{mV}$  y  $4.28\text{V}$ , respectivamente. El valor máximo de salida estimado teóricamente ( $4.28\text{V}$ ) no supera el voltaje de  $4.5\text{V}$ , inicialmente establecido, por lo que se puede considerar un diseño correcto. Además, no se espera que en ningún momento la señal EMG llegue a esos valores tan elevados de  $5\text{mV}$  de salida, es más, como mucho debería de llegar a  $1\text{mV}$  en algún pico concreto. El valor máximo de  $5\text{mV}$  se estableció como la peor situación posible, prácticamente imposible de cumplir. De todas formas, antes de conectar el Arduino al sistema se medirá el valor máximo de la salida del sistema obtenido usando los electrodos, para así garantizar que el componente no recibirá ningún daño.

### 5.2.5. Rectificador de onda e integrador

Como ya se ha mencionado anteriormente para conseguir una ganancia unitaria en esta fase los valores de las resistencias deben de organizarse de la siguiente forma, siguiendo el esquema propuesto (Figura 28):

$$R1 = R2 = R3 = R5 = R$$

$$R4 = \frac{R}{2}$$

De esta forma, siempre que se cumplan dichas condiciones se puede elegir el valor de resistencia que mejor venga por disponibilidad y precio, siendo en este caso  $R=10K\Omega$  y  $R_4=5K\Omega$ . En cuanto a los diodos que los conforman, se eligieron los diodos de conmutación 1N4148 de una tensión directa de 1V, también fácilmente disponibles.

El valor del condensador que se añadirá con la intención de formar el integrador deberá de seguir la siguiente relación:

$$w = \frac{1}{R \cdot C} \quad (18)$$

Pero en este caso resultará más eficaz seleccionar el valor del condensador probando experimentalmente varios condensadores en el circuito real y observando la calidad del resultado seleccionado (sección 7.2).

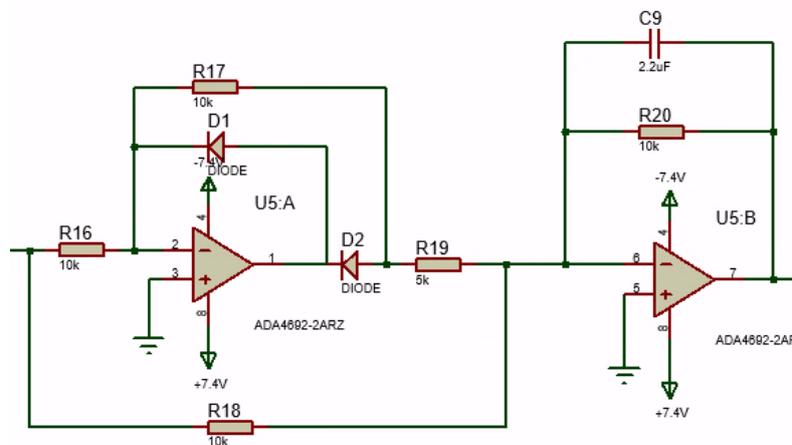


Figura 34: rectificador de precisión de onda completa incluyendo el condensador del integrador.

Fuente: Fuente propia.

Hasta el momento, en todo el sistema se han usado cinco etapas, con un total de 7 amplificadores operacionales. Lo más recomendable es usar el mismo tipo de operacional para todas las configuraciones, y así evitar cualquier fallo de corriente, confusión entre las hojas de datos o introducción de ruido en el sistema. Con la intención de reducir espacio tanto en la placa de prueba como en la futura PCB, se decidió emplear el operacional ADA4666-2 (Analog Devices, Norwood, MA, USA), puesto que como se mencionó en la sección 4.2.3 presenta en su interior dos operacionales, permitiendo su uso dos veces, como en el caso del Notch que presenta dos operacionales en su estructura. Así en lugar de 7 operacionales, se puede reducir el número a 5 para implementar el circuito, y así usar uno por fase, o como mínimo 4, si dos fases comparten operacional, lo que resulta muy conveniente en el caso de la PCB. Además, es relativamente económico, no presenta mucho ruido de entrada y se puede alimentar fácilmente con baterías, al ser del tipo “rail-to-rail” aprovechará todo el voltaje suministrado.

#### 5.2.6. Alisado de la señal

Como ya se conoce, esta configuración está formada por un diodo, una resistencia y un condensador (sección 5.1.6). El diodo usado volverá a ser el 1N4148, igual que en el rectificador de onda, y en cuanto al valor del condensador se aportará el que se quiera para

posteriormente elegir el valor de la resistencia. Así presentará un valor de 224nF, igual que en los casos anteriores. La relación que debe de cumplir el detector de envolvente es la siguiente:

$$\frac{1}{RC} \ll f_c \quad (19)$$

Siendo  $f_c$  el valor del ancho de banda que tendrá la señal de estudio, en este caso 560Hz (entre 40Hz y 600Hz).

$$\frac{1}{560 \cdot 224n} \ll R; \quad 7971\Omega \ll R$$

Es decir, el valor de la resistencia debe de ser superior a 7.9K $\Omega$ , dentro de los valores comerciales podemos encontrar 8.2K $\Omega$  o 10K $\Omega$ , será elegido posteriormente según el valor de ancho de banda que tenga el circuito en su implementación física (sección 8.1.2).

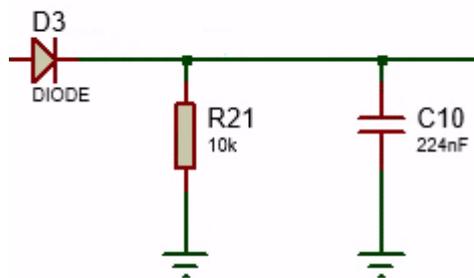


Figura 35: detector de envolvente con los valores de resistencia y condensador comprobados.

Fuente: Fuente propia.

### 5.2.7. ADC

Para poder transferir la señal analógica a un ordenador, y por lo tanto a MATLAB, solo hará falta usar un microcontrolador. Para el diseño del circuito, se utilizará un Arduino por ser sencillo de usar. El Arduino disponible es el Mega [53], el cual presenta un voltaje de funcionamiento de 5V y un microcontrolador ATmega2560.

La lectura a través de Arduino se realizará mediante el uso de interrupciones, que se realizarán siguiendo la frecuencia de muestreo de la placa, siendo en este caso 8KHz. Este código se puede encontrar en el Anexo II. Posteriormente, se programará el código necesario para poder observar la señal en MATLAB [58], tras leerla en Arduino, y se convertirá a valores analógicos mediante el factor de conversión (Anexo III).

Después solo hará falta indicar que se almacene en una variable del programa, lo que no solo permitirá acceder a la señal registrada en cualquier momento, sino también aplicar las funciones que se quería en MATLAB para averiguar la media, mediana y cálculos necesarios, y así realizar el análisis de los movimientos musculares.

Con todo lo mencionado en los apartados anteriores, el circuito quedaría totalmente diseñado. Antes de implementarlo y comprar aquellos componentes que no estén disponibles en el laboratorio, se realizará un paso previo, que consiste en su simulación. De esta forma se podrá probar y comprobar si el comportamiento del mismo es el adecuado y esperado, o si hará falta reajustar algún componente, todo esto basado en los comportamientos teóricos.

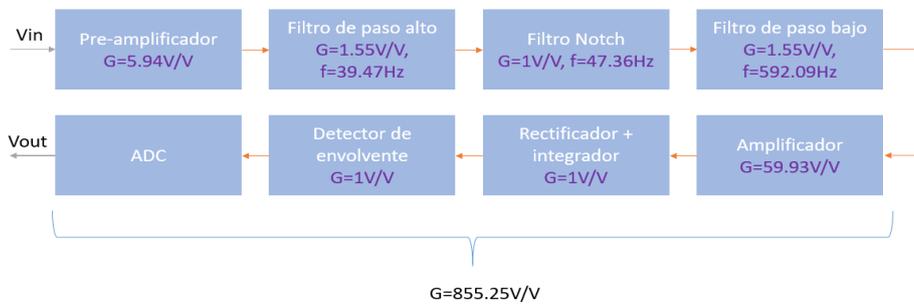


Figura 36: diagrama de bloques con las ganancias calculadas para cada fase y la ganancia total.

Fuente: Fuente propia.

## 6. Simulación

Con la intención de comprobar el funcionamiento del sistema diseñado, con dichos componentes y fases será necesario simularlo (Anexo IV), para así comprobar su correcto comportamiento antes de implementarlo y evitar dañar los componentes.

En este caso, se utilizará Proteus 8 Professional como programa de simulación, el cual permitirá observar la señal producida en cada punto del sistema. El único inconveniente que presenta es la falta de componentes en la base de datos, de esta forma en lugar de usar los operacionales ADA4666-2, se utilizaron TL081, siendo válidos para la aplicación, aunque no sean del tipo "rail-to-rail". Además, Proteus no realiza una simulación correcta usando los amplificadores de instrumentación, por lo que, en lugar de usarlo directamente, se implementará su estructura interna (amplificador diferencial con 3 operacionales), ofreciendo la misma funcionalidad que tendría el INA129P.

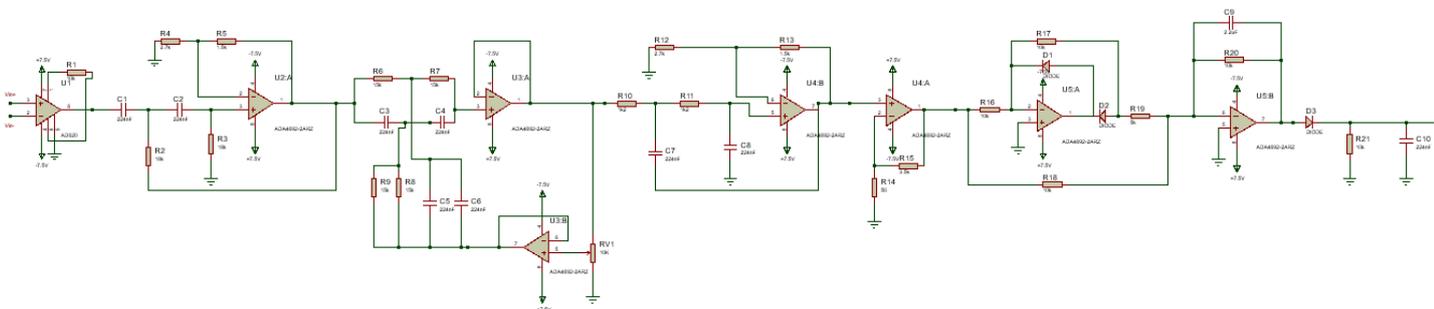


Figura 37: circuito implementado en la simulación en Proteus. Anexo IV.

Fuente: Fuente propia.

En primer lugar, era necesario conseguir simular la señal muscular de entrada, para ello se obtuvo una base de datos de señal EMG [59], la cual ya estaba tratada (filtrada y amplificada), por lo que a partir de estos datos se tendría que obtener la señal pura, la cual se mediría directamente en los electrodos. Para ello, se introdujeron los datos en el programa, de las medidas tomadas durante al menos un segundo de tiempo, y fueron tratados por un divisor de voltaje, el cual presenta en la segunda entrada una señal senoidal de 50Hz, esta simularía el ruido ambiente captado durante el proceso de medición. La amplitud asignada a esta señal de ruido sería superior al voltaje presentado en los datos de la base, siendo el peor caso de ruido 100mV. De esta forma, se simula la tensión de contacto electrodo-piel, mediante una fuente de corriente en serie con la resistencia central de 10K $\Omega$ , y un modo común de 50Hz. Para observar la señal que entrará directamente al sistema, es necesario observar la gráfica resultante de la resta entre ambos puntos de entrada, puesto que es un amplificador diferencial (V<sub>+</sub>-V<sub>-</sub>).

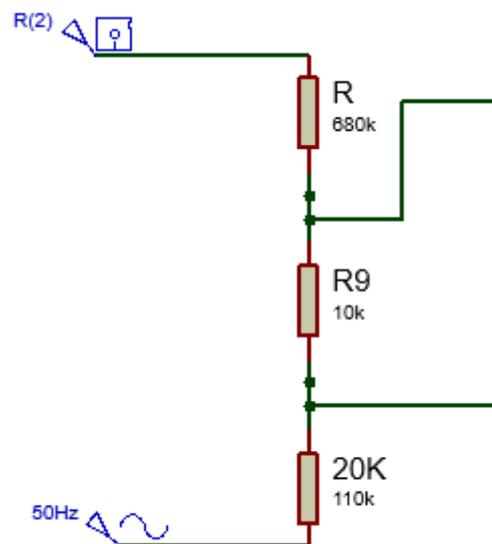


Figura 38: ajuste en Proteus de la señal obtenida de la base de datos. Siendo R(2) los datos y 50Hz el ruido en forma senoidal introducido.

Fuente: Fuente propia.

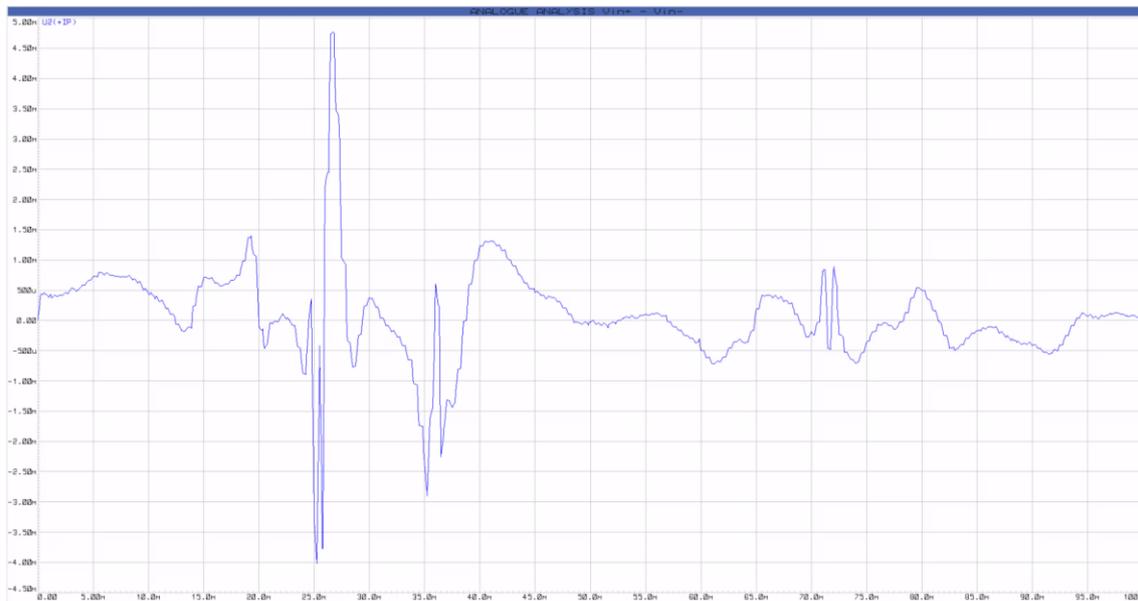


Figura 39: representación de la señal entrada tomada de la base de datos.

Fuente: Fuente propia.

Como se observa (Figura 39) el voltaje máximo es de 4.76mV, lo que en la práctica se consideraría un valor alto en la señal de EMG, aunque puede venir afectada por múltiples interferencias. Esto se debe a la señal de entrada obtenida de la base de datos, puesto que no se conocen las condiciones de medición, no se puede justificar la obtención de un valor tan alto. De todas formas, el sistema está diseñado para un máximo de 5mV, por lo que se puede seguir trabajando con esta señal.

El siguiente paso es simularlo a través del pre-amplificador, con la resistencia ( $R_G$ ) de  $10K\Omega$  tal y como se ha explicado en la anterior sección. Como se puede observar en el gráfico (Figura 40), la señal actual presenta mayores valores que la obtenida en el inicio, así presenta una amplitud máxima de 28.6mV.

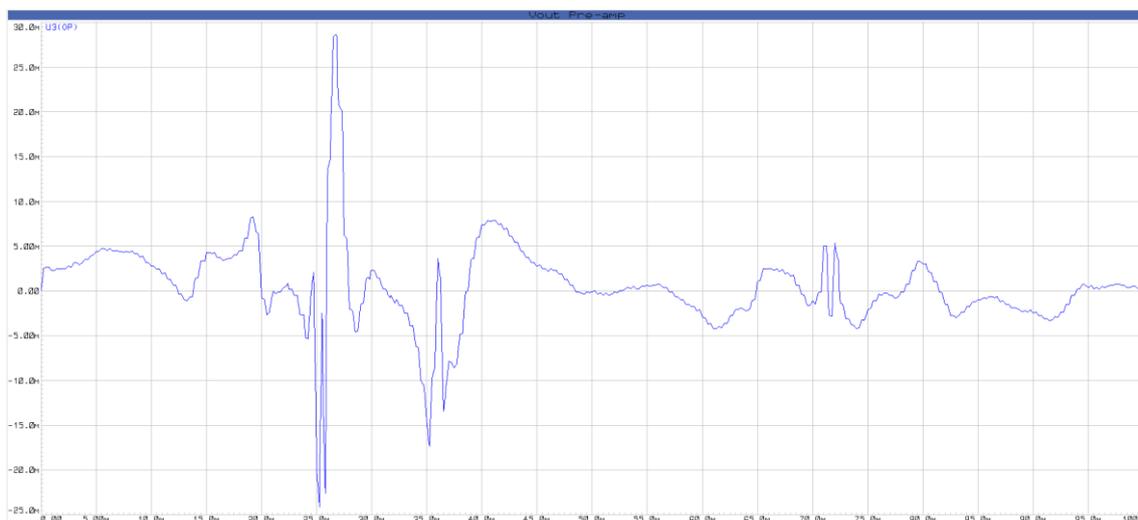


Figura 40: señal obtenida en la salida del pre-amplificador.

Fuente: Fuente propia.

Seguidamente la señal será filtrada, por lo que primero pasará a través del filtro de paso alto encontrándose el pico máximo en 26.5mV. Posteriormente, será filtrado por el filtro Notch obteniendo un pico máximo de 46.3mV, y finalmente por el filtro de paso bajo con 63.1mV.

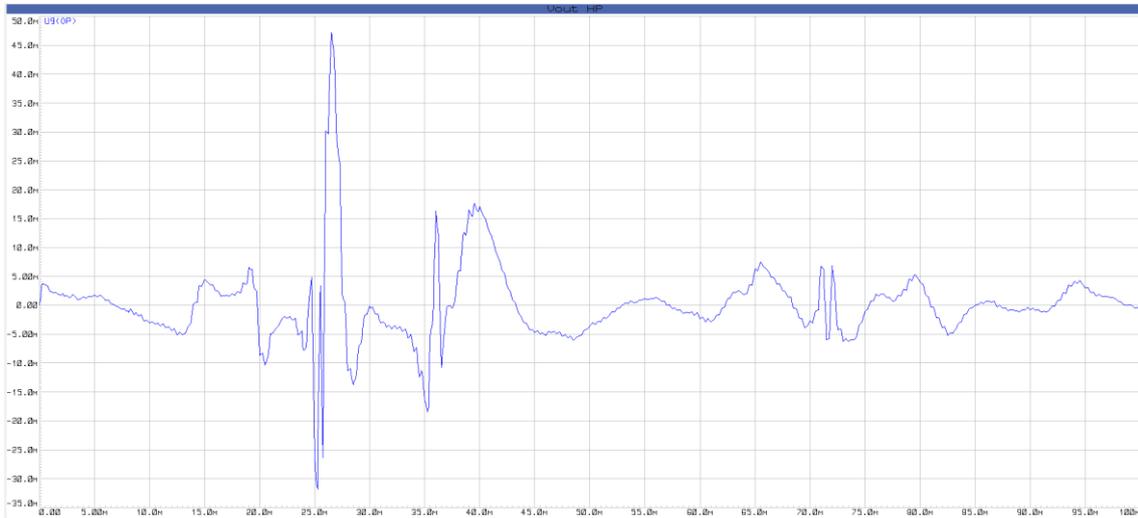


Figura 41: señal de salida del filtro del paso alto en el simulador.

Fuente: Fuente propia.



Figura 42: señal de salida del filtro Notch en el simulador.

Fuente: Fuente propia.

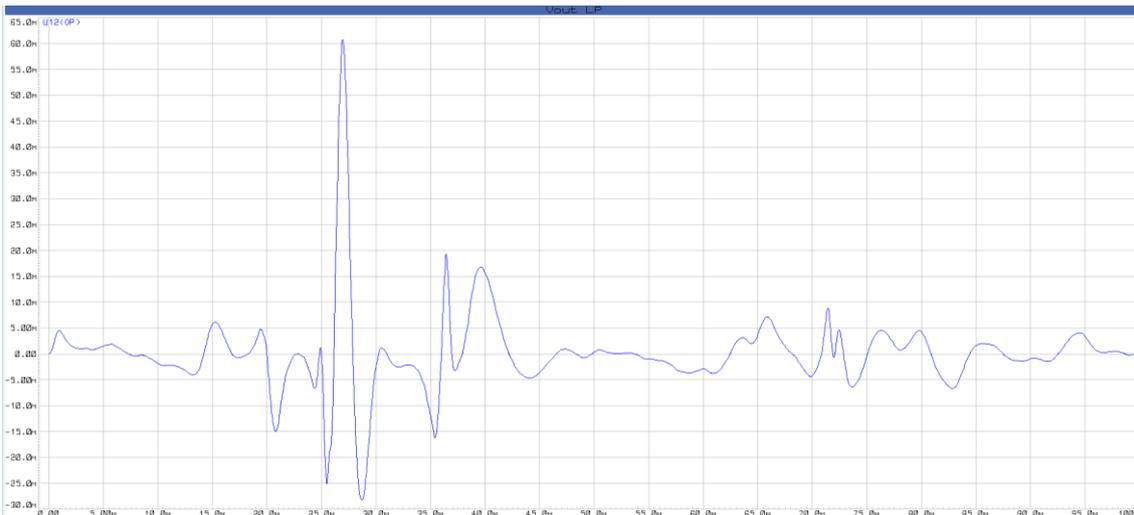


Figura 43: señal de salida del filtro de paso bajo en el simulador.

Fuente: Fuente propia.

Aunque las gráficas anteriores muestren como varía la amplitud máxima de la tensión entre una fase y otra, es importante estudiar el comportamiento de la señal mediante diagrama de Bode y gráficas de Fourier.

Para observar el diagrama de Bode de dichos filtros, se introducirá como señal de entrada del filtro de paso alto una señal senoidal con un valor determinado de voltaje y frecuencia, por ejemplo, 1V y 1Hz, ya que, no tienen especial importancia para esta prueba. Seguidamente, se obtendrá la gráfica de frecuencias tras el filtro de paso bajo (Figura 44). Se puede observar como las frecuencias de corte se encuentran alrededor de 40Hz y 600Hz, y aparece una especial disminución en 50Hz, debido al efecto del filtro Notch. Además, como resultado del conjunto de las ganancias del filtro de paso alto y bajo, se obtiene una ganancia máxima de 6.83dB.

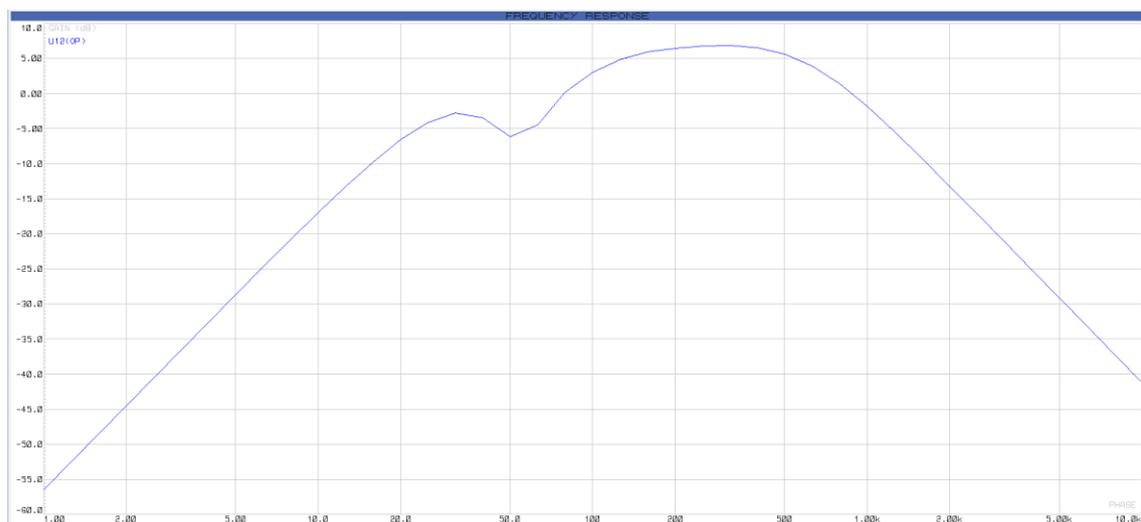


Figura 44: diagrama de Bode obtenido en la simulación.

Fuente: Fuente propia.

Las gráficas de Fourier permiten observar el valor del voltaje en cada frecuencia, por lo que se puede observar si el filtro lo ha atenuado o aumentado. De esta forma, en el caso del filtro de paso alto (Figura 45) se puede observar una disminución del voltaje cuando es inferior a 40Hz (el rango de interés), y un aumento en el resto de frecuencias, como se observa en 50 Hz, puesto que aumenta de 6.32mV a 8.11mV. Tal y como se esperaba, tras ser filtrado por el Notch (Figura 46), generalmente el voltaje disminuye, en concreto en 50Hz disminuye a 2.44mV. Posteriormente (Figura 47), vuelven a aumentar ligeramente los valores antes de los 600Hz (el rango de interés), encontrando así un voltaje de 3.78mV en los 50Hz, y se disminuye el voltaje de frecuencias superiores. Así, se obtiene una señal en la que se ha aumentado el valor entre los 40Hz y 600Hz, y se ha disminuido en el resto de frecuencias. Aplicando una atenuación extra en 50Hz por parte del Notch.

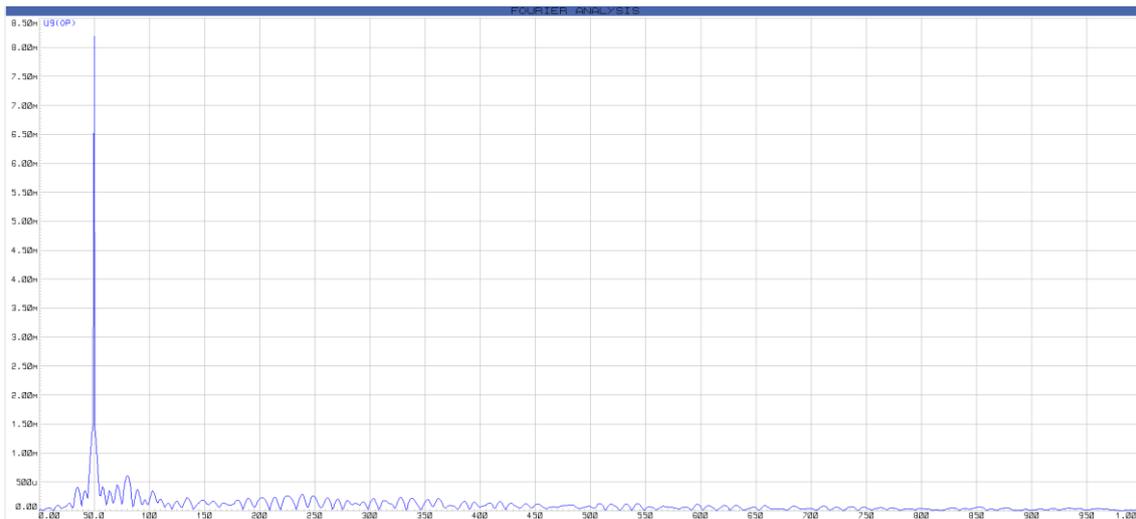


Figura 45: análisis de Fourier de la señal como resultado del filtro de paso alto.

Fuente: Fuente propia.

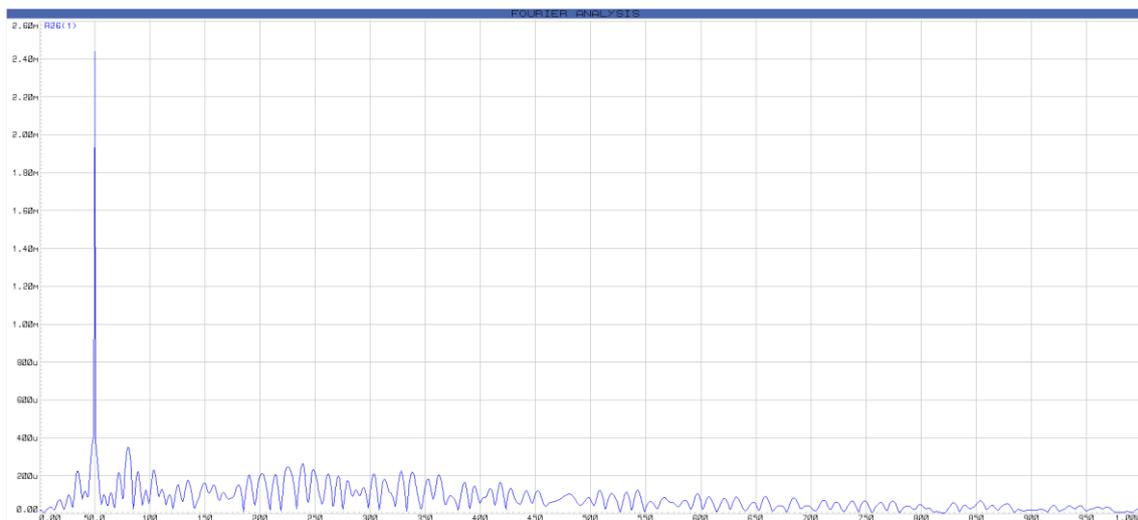


Figura 46: análisis de Fourier de la señal como resultado del filtro Notch.

Fuente: Fuente propia.

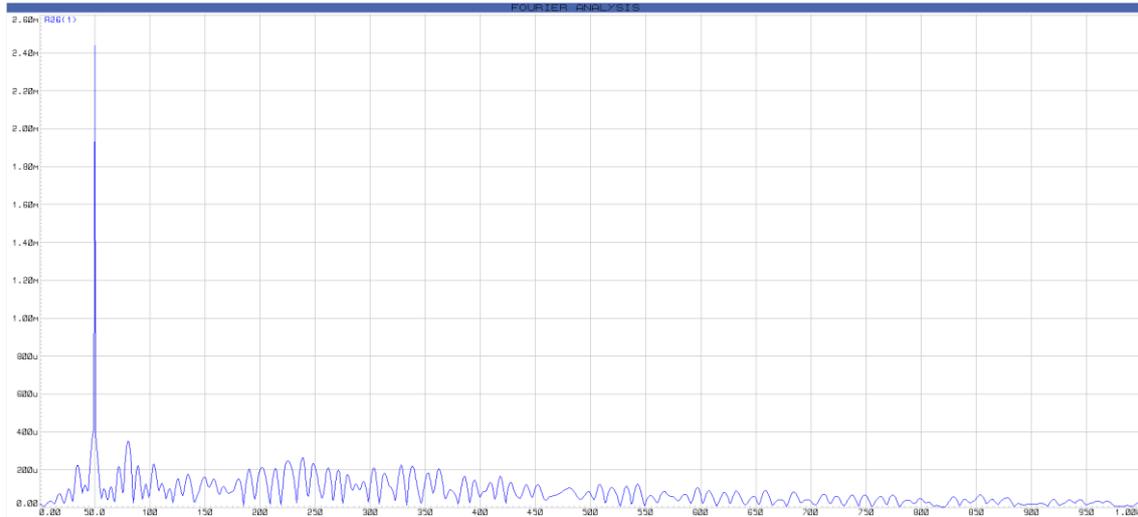


Figura 47: análisis de Fourier de la señal como resultado del filtro de paso bajo.

Fuente: Fuente propia.

Finalmente, tras el amplificador se vuelve a realizar un análisis analógico de la señal tratada (Figura 48), observando un valor máximo de 3.85V, de forma que no llega a los 5V límites del Arduino que continuaría el sistema.

El circuito EMG estaba diseñado con la intención de obtener una señal final de 4.07V para un voltaje de 4.76mV según los cálculos finales ( $V_{out}=4.76 \cdot 10^{-3} \cdot 855.25$ ). El valor obtenido de 3.85V es ligeramente inferior de lo esperado, pero se puede considerar un resultado correcto. Esta diferencia se debe al efecto del filtro de paso bajo, puesto que atenúa las altas frecuencias, como es el caso de los picos rápidos. Además, se puede observar la comparación entre las ondas de la señal inicial y final: la primera (Figura 39) presenta picos o escalones durante el recorrido de la onda, mientras que la segunda (Figura 48) la presenta “limpia” o con un recorrido liso, quedando más claros los valores de la tensión en cada momento de tiempo.

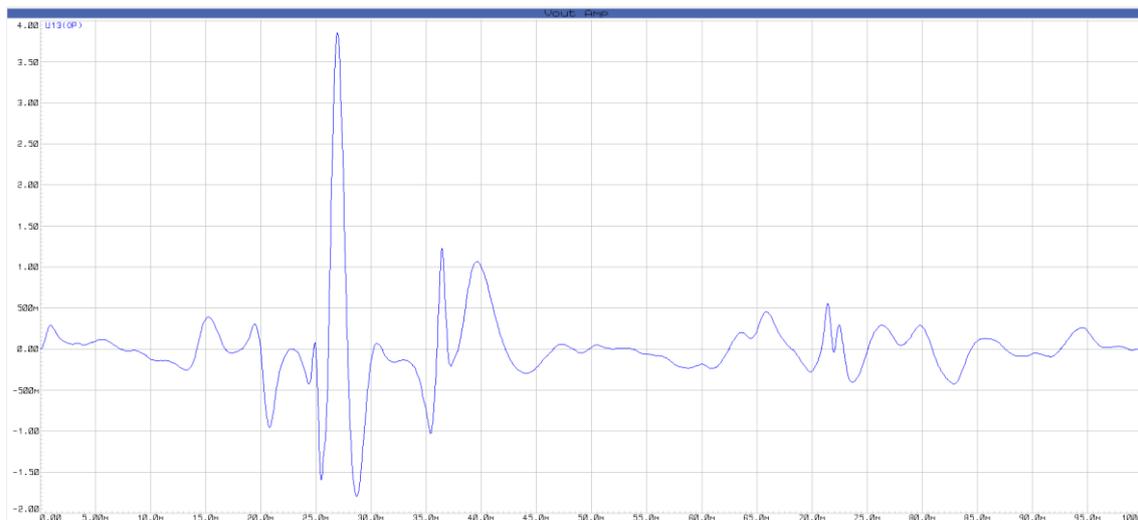


Figura 48: señal obtenida tras atravesar la última fase de amplificación.

Fuente: Fuente propia.

Para acabar de observar la información de la onda de manera clara, pasará por un rectificador de onda completa, con su correspondiente integrador, convirtiendo toda aquella información que presentaba valores negativos en valores positivos (Figura 49 y Figura 50). Esto permitirá que toda la información sea interpretada posteriormente por el convertidor analógico-digital.

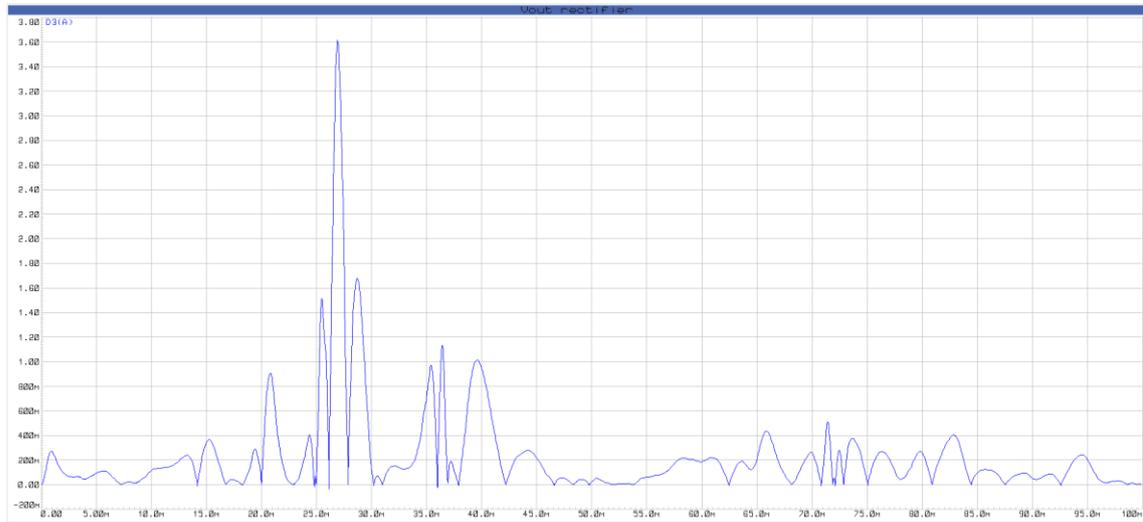


Figura 49: señal obtenida por el efecto del rectificador (sin integrador).

Fuente: Fuente propia.

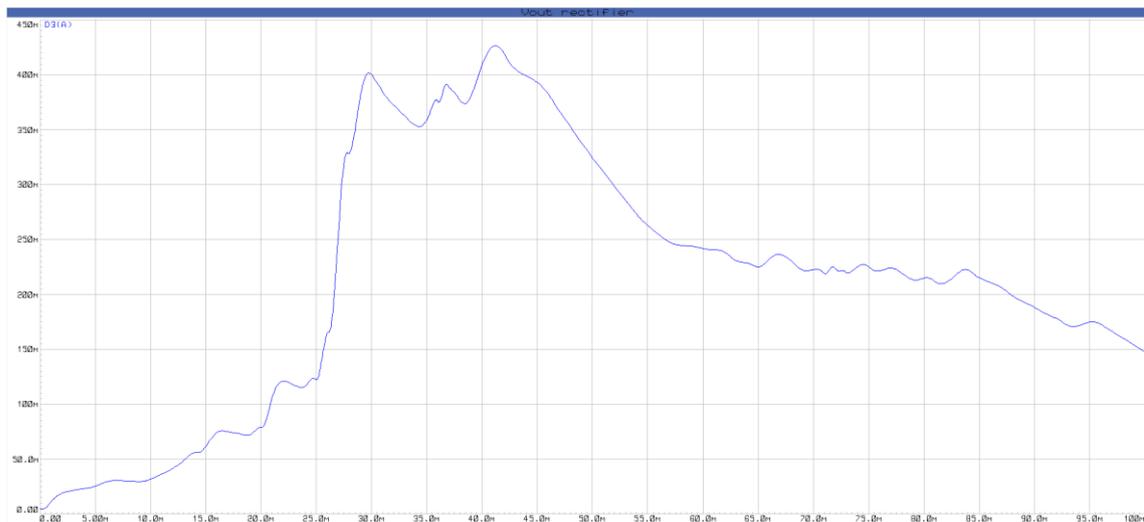


Figura 50: señal obtenida tras pasar por el rectificador con integrador.

Fuente: Fuente propia.

Finalmente, para poder analizar de forma adecuada la señal en aquellos casos en los que se produzcan picos de voltaje de forma continuada, se emplea el detector de envolvente (Figura 51), con el cual se simplifica la información, mostrando la tendencia de voltaje que presenta la señal, y facilitando así los próximos cálculos.

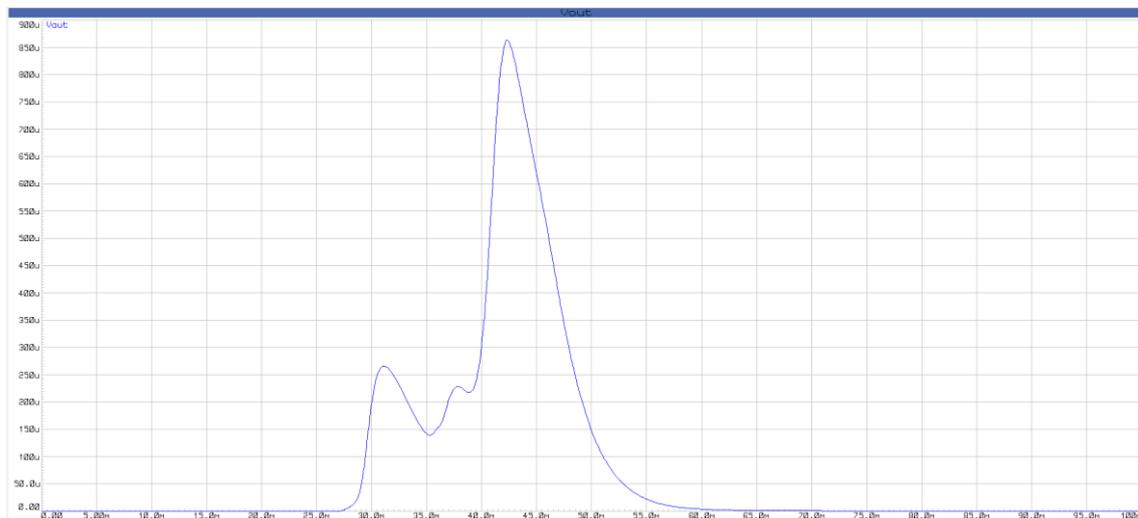


Figura 51: señal obtenida tras pasar por el detector de envolvente.

Fuente: Fuente propia.

De esta forma, se puede concluir que teóricamente el diseño sería adecuado, por lo que el siguiente paso consistiría en montarlo físicamente y estudiar su comportamiento en diversas frecuencias y voltajes, para asegurar que el resultado será el correcto en el momento de leer la señal muscular. En el montaje físico la última fase se encuentra conectada directamente al Arduino Mega, que actuará como ADC.

## 7. Implementación del circuito

Una vez observado el supuesto funcionamiento del circuito mediante el simulador, y de haber realizado los ajustes necesarios, el siguiente paso consistirá en implementarlo en el laboratorio. Para ello habrá que adquirir los componentes que se han mencionado en apartados anteriores y los sistemas de medida y alimentación necesarios, disponibles en el laboratorio. Se trabajará con un prototipo, sobre el cual se realizarán varias pruebas de funcionamiento y se realizarán los cambios pertinentes. Este prototipo sería el paso previo a la implementación del circuito definitivo en una señal. Este último paso no se lleva a cabo en el proyecto, pero sí el diseño de la placa mediante los programas informáticos.

### 7.1. Material empleado

Siguiendo los cálculos presentados en la sección 5.2, los materiales que son necesarios adquirir para la implementación del prototipo serán los siguientes:

- Resistencias: seis resistencias de 10K $\Omega$ , dos resistencias de 2.7K $\Omega$ , dos resistencias de 1.5K $\Omega$ , dos resistencias de 18K $\Omega$ , una resistencia de 56 $\Omega$ , una

resistencia de  $3.3K\ \Omega$ , dos resistencias de  $1.2K\Omega$ , cuatro resistencias de  $15K\Omega$ , una resistencia de  $5k\Omega$ , y un potenciómetro de  $10K\Omega$ .

- Condensadores: diez condensadores de  $224nF$  y un condensador de  $2.2\mu F$ .
- Amplificadores operacionales: cuatro operacionales ADA4666-2.
- Amplificador de instrumentación: un INA129P.
- Diodos: tres diodos 1N4148
- Un Arduino Mega
- 4 baterías de 3.7V
- 44 cables de prototipado
- 2 zócalos para baterías
- 3 electrodos superficiales y sus correspondientes conectores

## 7.2. Prototipo

El circuito montado en Proteus fue implementado en dos *protoboards* del laboratorio. En lugar de utilizar los operacionales TL081, como se empleó en Proteus, se utilizarán los amplificadores ADA4666-2. Como ya se ha mencionado anteriormente, estos presentan en su interior dos operacionales, lo que permite utilizar únicamente cuatro operacionales en el conjunto del circuito: el primero para implementar el filtro de paso alto, el segundo para implementar el filtro Notch, el tercero para implementar el filtro de paso bajo y el amplificador, y el último para implementar el rectificador de onda completa con el integrador.

El cable de salida de la fase del detector de envolvente, junto con un cable que salga de tierra, irán conectados a la entrada del Arduino utilizado, para llevar a cabo la fase de ADC. En concreto se conectarán al pin A1 (entrada analógica) y Gnd, respectivamente.

A la hora de realizar el prototipo es importante tener en cuenta cómo se va a implementar el suministro de voltaje ( $V_{cc+}$  y  $V_{cc-}$ ) y la tierra. Para ello, se colocarán dos baterías de 3.7V en un zócalo (lo llamaremos suministro de voltaje A), y las otras dos baterías de 3.7V en otro zócalo (suministro de voltaje B). Así, el cable de voltaje positivo de A irá situado en una línea de la *protoboard*, formando  $V_{cc+}$ , y el cable de voltaje negativo de B irá a otra línea de la *protoboard*, formando  $V_{cc-}$ . Mientras que los dos cables restantes, el negativo de A y el positivo de B, se unirán en una fila de la *protoboard* formando así la tierra. De esta forma, se alimentan con 7.4V tanto los operacionales como el amplificador de instrumentación. La tierra que se genera mediante esta estructura se conoce como tierra virtual.

Es esta fase se eligió el condensador más adecuado para el integrador. Los condensadores que se tomaron en consideración fueron de valor  $0.22\mu F$ ,  $2.2\mu F$  y  $22\mu F$ , ya que eran los disponibles y la diferencia de valor entre ellos permite observar claramente las diferencias:

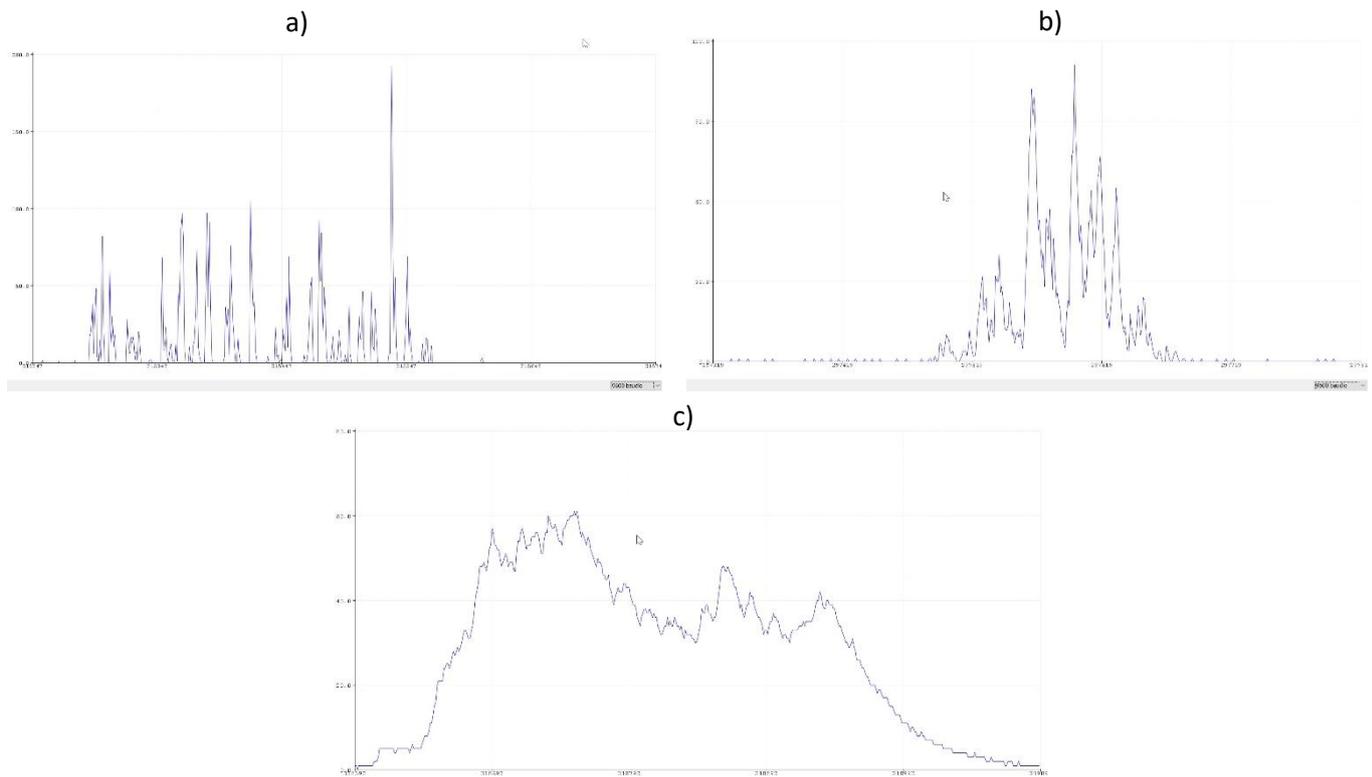


Figura 52: resultado obtenido con 0.22uF (a), 2.2uF(b) y 22uF(c).

Fuente: Fuente propia.

Así, se eligió el valor 2.2μF (Figura 52.b), puesto que es aquel que permite observar la señal de manera clara, obteniendo el perfil de la misma, en contraposición al resultado obtenido por 0.22uF. Al mismo tiempo, no reduce del todo la cantidad de información obtenida, como ocurre con el condensador de 22μF, que realiza la integral de la señal perdiendo datos en el proceso. De esta forma, con 2.2μF se consigue un punto intermedio.

El prototipo del EMG se pueden observar en el diagrama (Anexo V) y fotos correspondientes:

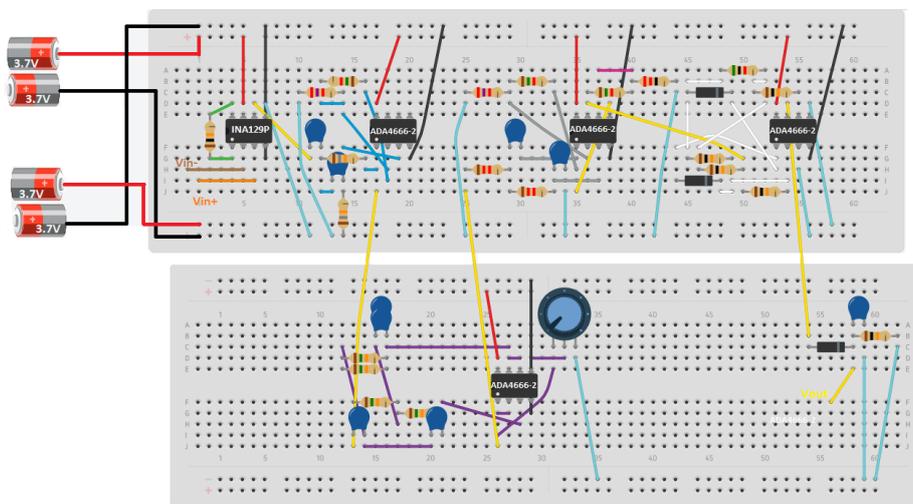


Figura 53: diagrama del circuito prototipado.

Fuente: Fuente propia.

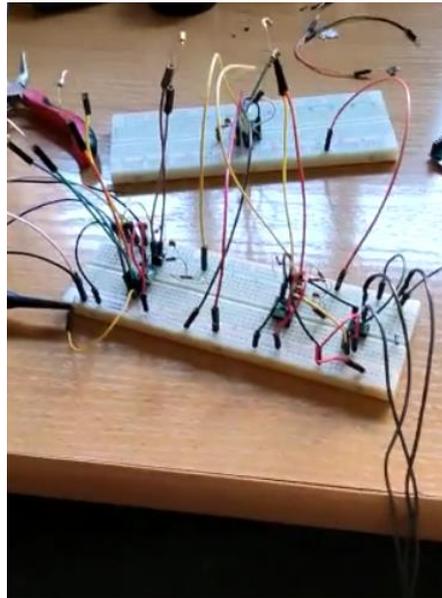


Figura 54: fotografía del prototipo físico implementado.

Fuente: Fuente propia.

### 7.3. PCB

Para diseñar la PCB correspondiente al circuito, se partirá del circuito implementado previamente en el simulador, ya que Proteus también presenta la opción de realizar los diseños de las PCBs. De esta forma, ya se dispone en el programa de los componentes que se utilizarán.

Para el diseño se establecerán dos capas, puesto que como se ha comentado en la sección 2.3.8, proporcionará una mayor resistencia a la placa y se evitara cruzamientos en el circuito, ofreciendo una mejor organización. Una de estas capas formará el plano de masas, este permitirá que las señales de retorno circulen por las pistas de señal trazadas junto al plano. Así se minimizará el área de bucle del circuito que contienen las señales eléctricas. Cuando se disminuye al mínimo la distancia entre un rastro de la señal y su retorno, el bucle del circuito es menos susceptible a interferencias, siempre que el plano de tierra no forme un anillo alrededor de un componente.

Una vez establecido el tipo de diseño que se desea realizar, se situarán los componentes con la mejor disposición posible, evitando el mayor número de cruzamientos posibles, y se establecerán las líneas de conexión entre ellos, presentando dimensiones entre T12 y T15.

Tras realizar múltiples pruebas sobre el posible trazado de las conexiones y diferente disposición de los componentes, se aceptará aquella que no presente errores de Verificación de Reglas Eléctricas (ERC-Electric Rule Check-) ni errores de Verificación de Reglas de Diseño (DRC- Design Rule Check-). Estos dos sistemas comprobarán que se cumplan los anchos de espacio, los anchos de pistas, las configuraciones comunes de fabricación, los requisitos de alta velocidad y los cortocircuitos.

El único problema presentado a la hora de diseñar la PCB, es la falta de los operacionales y del amplificador de instrumentación seleccionados. De todas formas, para obtener una idea general de la disposición final de los componentes, se usarán en su lugar componentes equivalentes o similares, como el AD620 y el ADA4692-2ARZ, disponibles en la base de Proteus. Lo mismo ocurre con el potenciómetro. Este diseño servirá para ser enviado al fabricante, indicando los componentes adecuados, o como guía para realizar la PCB y soldaduras necesarias a mano, de nuevo, con los componentes correspondientes ya comprados. Además, se añadirán conectores para poder alojar cables y aparatos de medición y obtener las características de la señal tras cada fase del circuito, comprobando el correcto funcionamiento del mismo.

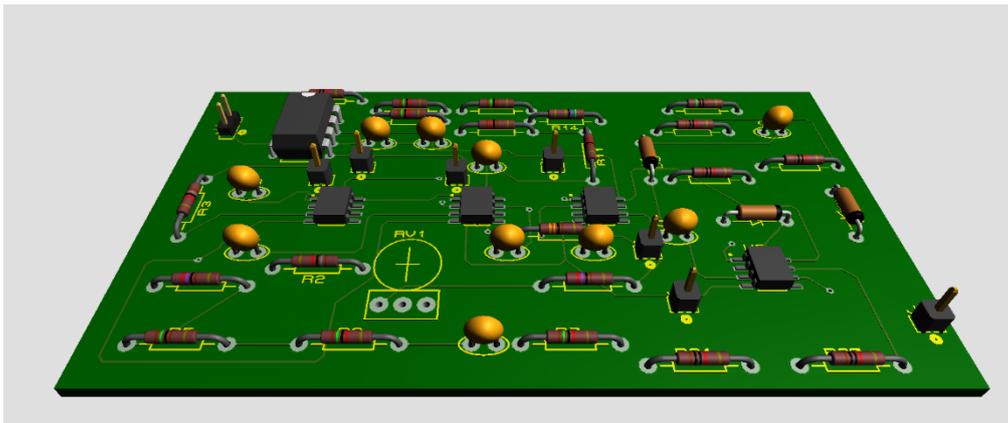


Figura 55: visión 3D de la PCB diseñada.

Fuente: Fuente propia.

## 8. Ensayos

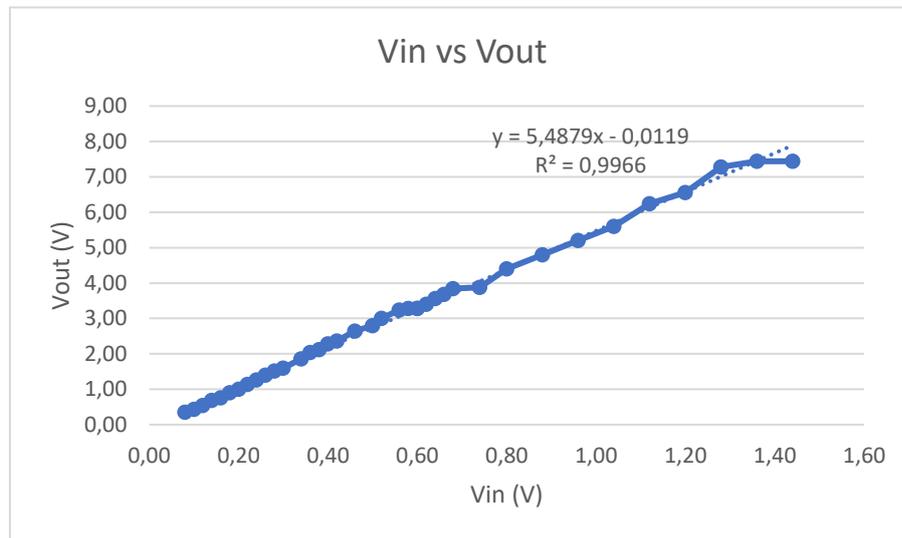
Una vez el prototipo del sistema EMG es implementado, será necesario llevar a cabo una serie de ensayos con la finalidad de poder estudiar la fatiga muscular en movimientos estáticos y dinámicos, y realizar el correspondiente análisis de los resultados. Antes de probar el sistema usando en los electrodos y la señal emitida por el *Biceps Branchii*, se estudiará cada fase del circuito introduciendo una señal senoidal procedente de un generador de señales. Para ello se comprobará la señal de salida de cada fase mediante el osciloscopio, con la finalidad de comprobar que funcionan correctamente y evitar cualquier error, y, por lo tanto, los posibles daños en los componentes a la hora de realizar los ensayos con la señal muscular. De esta forma, se distinguirán dos tipos de ensayos: los ensayos previos y los ensayos finales.

### 8.1. Ensayos previos

Como ya se ha comentado previamente, estos ensayos consistirán principalmente en la introducción de una señal senoidal: primero de forma independiente para cada una de las fases del sistema, y posteriormente para el conjunto del circuito. Dependiendo de la fase de estudio, interesará observar cuánto ha aumentado la señal de salida respecto a la de entrada, cómo se comporta al variar la frecuencia o ambas características. Para cada caso se tomarán nota de los resultados y se representará la gráfica correspondiente.

### 8.1.1. Pre-amplificación

La comprobación de esta fase se llevará a cabo introduciendo una señal senoidal de una frecuencia fija, 130Hz, por ejemplo, para que no sea difícil de observar en el osciloscopio, y un voltaje cuyo valor irá aumentando. El principal objetivo es observar si presenta la ganancia diseñada de 5.94V/V. El resultado fue el siguiente:



Gráfica 1: resultado obtenido de la fase de pre-amplificación.

Fuente: Fuente propia.

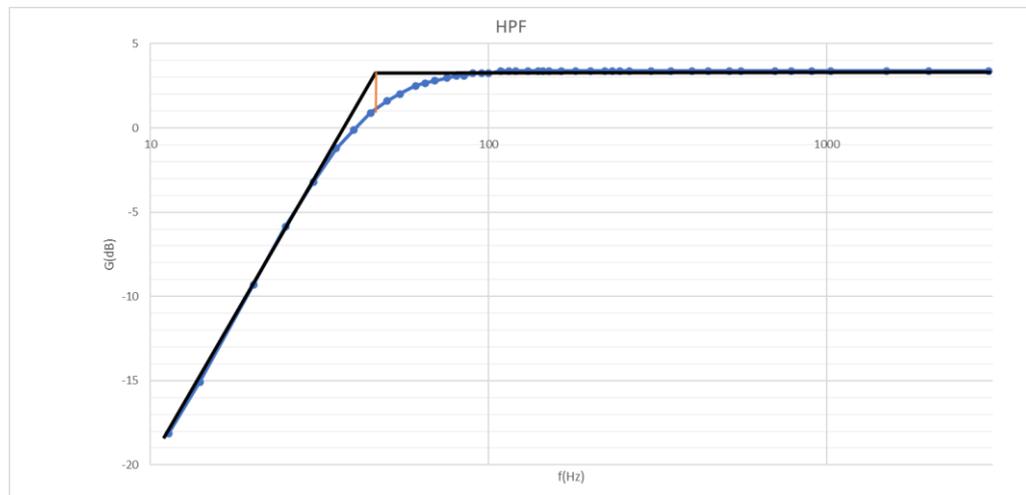
Se han comparado los resultados obtenidos respecto a la gráfica de una recta, para comprobar cuánto se desvía el resultado de la misma, puesto que debería de crecer de forma proporcional. De la ecuación obtenida se sabe que la ganancia resultada de la fase es de 5.48V/V y presenta un offset o desplazamiento de 0.0119V, por lo que se considera que los resultados son aproximados al diseño planteado.

El valor del voltaje inicial fue variando desde 580mV (voltaje mínimo permitido por el generador de señales) hasta 1.44V, valor para el cual se obtuvieron suficientes datos como para obtener una representación gráfica y extraer unas conclusiones. Usando valores superiores o iguales a 1.44V como voltaje de entrada, se obtenía el mismo valor de salida para todos ellos, por lo que se llega a una saturación.

### 8.1.2. Filtros

Para comprobar el funcionamiento correcto de los filtros, a diferencia del caso anterior, se mantendrá un voltaje fijo de entrada con un valor de 1.68V, puesto que es lo suficientemente grande como para que se observe bien el resultado y no produce saturación en los operacionales. Se tomarán valores entre 10Hz y 3000Hz, obteniendo un rango de valores lo suficientemente amplio como para observar el comportamiento. A la hora de realizar la representación gráfica en estas fases, puesto que se necesita obtener un diagrama de Bode para realizar un análisis adecuado, se representará usando el eje de frecuencias en escala logarítmica.

En primer lugar, se analiza el filtro de paso alto, prestando mayor atención en aquellos momentos en los que la frecuencia es inferior a 40Hz, puesto que es cuando debería de atenuarse la señal de entrada, y en el momento de la curva, para observar que la frecuencia de corte es aproximada a la de diseño. A partir de 40Hz se debería de observar que poco a poco el voltaje de salida se mantiene constante para cualquier frecuencia, puesto que la ganancia debería de ser de 1.55V/V.

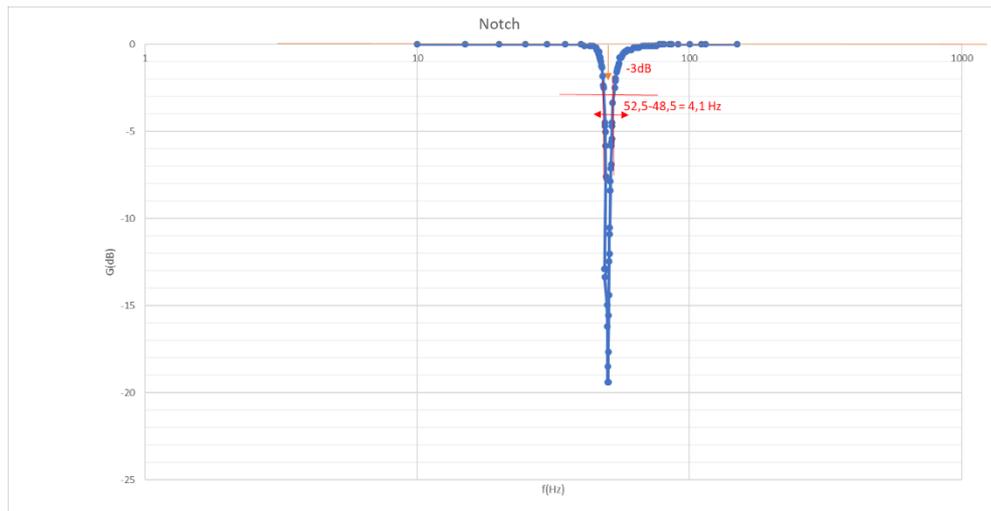


Gráfica 2: variación del voltaje debido al efecto del filtro de paso alto

Fuente: Fuente propia.

Así, se observa la forma esperada de una gráfica de filtro de paso alto y se puede estimar que la frecuencia de corte se encuentra alrededor de 44.48Hz, un valor cercano al esperado. A partir de 108.7Hz el valor de salida se mantiene constante en 2.48V, obteniendo una ganancia de 1.48V/V aproximadamente, lo que se puede considerar adecuado.

A continuación, en el caso del filtro Notch se deberá de prestar mayor atención en aquellos valores que se encuentran cerca de los 50Hz, en concreto entre 47.5Hz y 52.5Hz, que es el rango para el cual se había ajustado en un principio (según la selectividad de diseño). Para observar adecuadamente como disminuyen los valores alrededor de dicho rango, se extraerán una mayor cantidad de datos entre 40Hz y 60Hz, puesto que en el resto de casos la ganancia debería de ser de 1V/V, es decir, el valor de salida debería de ser igual al de entrada. Igual que en el caso anterior, se mantendrá un valor de entrada de 1.68V, pero se tomarán un menor número de datos, aquellos valores entre 10Hz y 150Hz serán suficientes para extraer unas conclusiones.

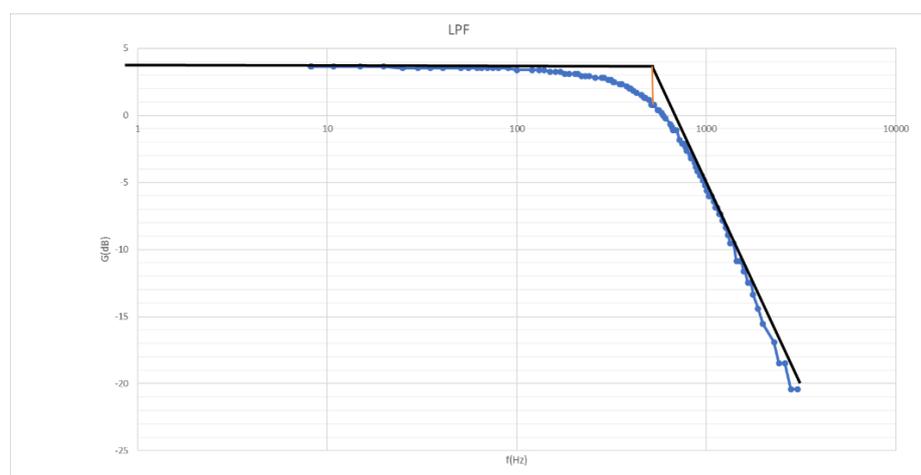


Gráfica 3: efecto del circuito Notch sobre la señal.

Fuente: Fuente propia.

Del resultado obtenido, se comprueba que la frecuencia de corte se encuentra en 50.9Hz, pero la atenuación aparece entre 52.8Hz y 48.7Hz. De esta forma, presenta un rango de 4.1Hz en lugar de 5Hz, como se había diseñado. Esto se debe a que el valor del potenciómetro se había conseguido ajustar a 230Ω y no exactamente 250Ω. Se consideran que los resultados son adecuados y muy cercanos a los esperados. Además, es importante remarcar que fuera del rango mencionado se mantiene la ganancia de 1V/V, por lo que no aumentará el valor de la señal en ningún momento, tan solo reducirá el valor del ruido que aparecerá alrededor de los 50Hz.

Finalmente, en el caso de filtro de paso bajo, se aplicará el mismo voltaje y frecuencias que en el filtro de paso alto. Pero será necesario prestar atención a aquellos valores que se encuentra cerca de 600Hz, puesto que deber de empezar a producirse la atenuación. En el resto de valores se debería de mantener una ganancia de 1.55V/V.

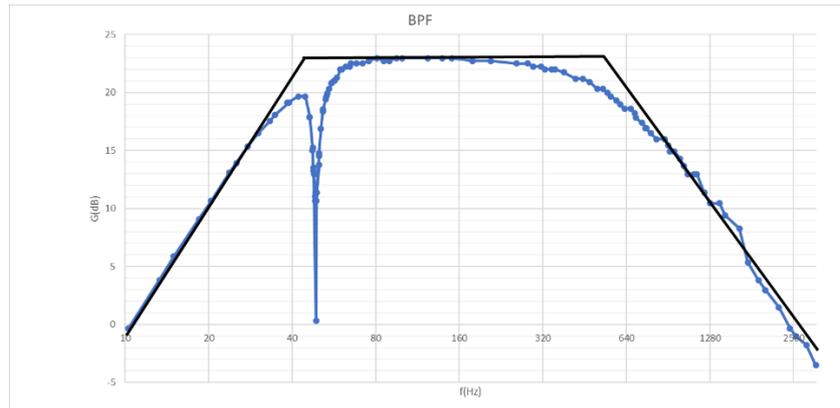


Gráfica 4: variación del voltaje de la señal debido al filtro de paso bajo.

Fuente: Fuente propia.

En los resultados se observa y calcula que presenta una ganancia máxima de 1.52V/V, muy cercano al valor de diseño, y la frecuencia de corte se encuentra alrededor de 521.9Hz, aunque el valor de salida empieza a disminuir ligeramente a partir de 100Hz.

Para acabar de comprobar el correcto funcionamiento de los filtros se realizará una última prueba, en la que se probará el conjunto del filtro de paso alto, Notch y paso bajo, es decir se obtendrá el resultado de la banda pasante del sistema. Para ello, de nuevo, se empleará el voltaje de 1.68V y el rango de frecuencias entre 10Hz y 3000Hz, suponiendo todos los casos de frecuencias que se pueda obtener de la señal muscular, aunque no se esperan valores con frecuencias tan altas.



Gráfica 5: resultado obtenido del conjunto de los tres filtros.

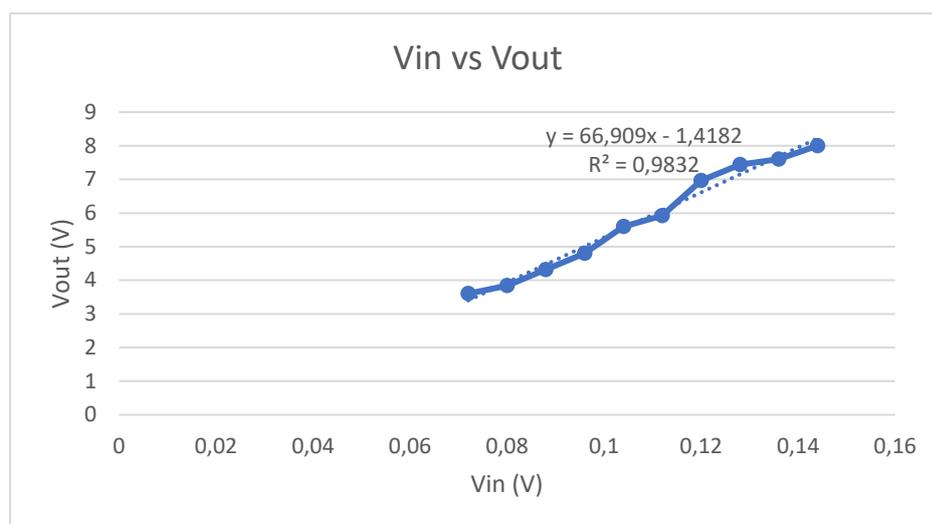
Fuente: Fuente propia.

La forma obtenida será el resultado de combinar las tres gráficas presentadas anteriormente, la primera frecuencia de corte ( $f_{01}$ ) se encuentra alrededor de 45.62Hz y la segunda frecuencia de corte ( $f_{02}$ ) alrededor de 521.9Hz, siendo así el ancho de banda de 476.28Hz. Durante ese tramo, la ganancia máxima es de 2.23V/V, aunque debería de ser 2.4V/V. En el resto de valores se produce una atenuación del valor de entrada, tal y como se esperaba. Cerca de 49Hz se observa una gran disminución del voltaje de entrada hasta llegar a 315mV, lo que simularía el efecto que tendría en el ruido cuando se estudie la señal muscular. Respecto a las pendientes del filtro de paso alto y bajo, son de 36.49dB/dec y -36.05dB/dec, respectivamente. Estos valores son cercanos a la pendiente de 40dB/dec que deberían de poseer ambos por usar diseños de segundo grado.

### 8.1.3. Amplificador

De la misma que forma que se realizó con el pre-amplificador, se establecerá una señal senoidal de entrada con una frecuencia constante, 130Hz, y un voltaje variable, para observar cuánto aumenta la señal de salida respecto al de la entrada, y comprobar que la ganancia corresponda a la establecida en el diseño.

Esta fase debería de presentar una ganancia de 59.93V/V, lo que plantea un problema, ya que con 8V de salida se produce una saturación en el operacional. De esta forma, se realizó el ensayo con aquellos voltajes en los que no se produjese saturación. Se obtiene una menor muestra de datos que en otros ensayos explicados, pero lo suficientemente amplia como para observar el funcionamiento y extraer unas conclusiones.



Gráfica 6: aumento del voltaje producido por la última fase de amplificación.

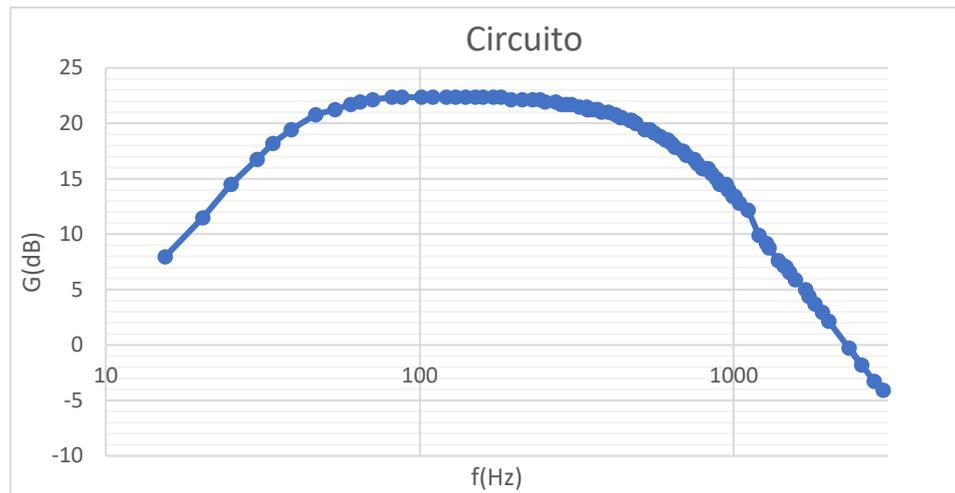
Fuente: Fuente propia.

Así, el voltaje de entrada varió entre 72mV y 140mV, y se observa en todo momento un aumento del voltaje en la salida respecto a la entrada. Tal y como muestran las ecuaciones, presenta una ganancia de 66.909V/V y un offset de -1.482V.

#### 8.1.4. Circuito

Como se ha comentado anteriormente, la fase de amplificación presenta ciertas limitaciones a la hora de realizar los ensayos mediante un generador de voltaje, puesto que solo permite observar el efecto en un pequeño rango de valores antes de presentar saturación. Esto dificulta el poder realizar un ensayo del circuito completo, puesto que las fases anteriores ya presentan al menos una ganancia de 14.27V/V (teóricamente), lo que implica que incluso aplicando el valor mínimo de voltaje de entrada que permite el generador, cuando la señal llegue a la entrada del amplificador, producirá saturación. Así, no se puede realizar un ensayo completo del circuito.

Aun así, se procedió a realizar un ensayo para observar el resultado conjunto del pre-amplificador, filtro de paso alto y filtro de paso bajo. No se incluyó el filtro Notch puesto que ya se ha comprobado su correcto funcionamiento alrededor de 50Hz, y en este ensayo interesa observar la ganancia general del circuito, sin verse afectado por las variaciones del Notch. De la misma forma que se realizó con los filtros, se introduce un voltaje fijo, en este caso de 540mV (valor máximo antes de producir saturación), y se variará la frecuencia en un rango entre 10Hz y 3000Hz.



Gráfica 7: variación del voltaje debido al pre-amplificador, filtro de paso alto y paso bajo.

Fuente: Fuente propia.

Se observa que las frecuencias de corte se encuentran alrededor de 44.5Hz y 527.7Hz, similares a los que se había comprobado previamente. La ganancia máxima producida en ese intervalo es de 14.07V/V, muy aproximado al valor esperado.

El único problema que se puede observar es que en aquellos valores de frecuencia más alta no presentan una disminución proporcional del voltaje, puesto que hay ciertos valores que se salen de la pendiente.

#### 8.1.5. Rectificador e integrador

Para el estudio del efecto del rectificador se introducirá una señal senoidal de voltaje fijo y cierta frecuencia, y se observará el resultado final, comprobando que no se produzca un incremento de ganancia y tan solo produzca una rectificación completa de la onda. Se obtuvo el resultado directamente midiendo con el osciloscopio (canal 1 entrada, y canal 2 salida), y se realizó la prueba con varias frecuencias para comprobar que no afecta la frecuencia aplicada a dicho proceso. Respecto al integrador, ya que se está trabajando con una amplitud constante sin picos de voltaje, en este caso no se puede observar su efecto de mejora de la señal o resultado de su actuación, por lo que se observará directamente en los ensayos posteriores.

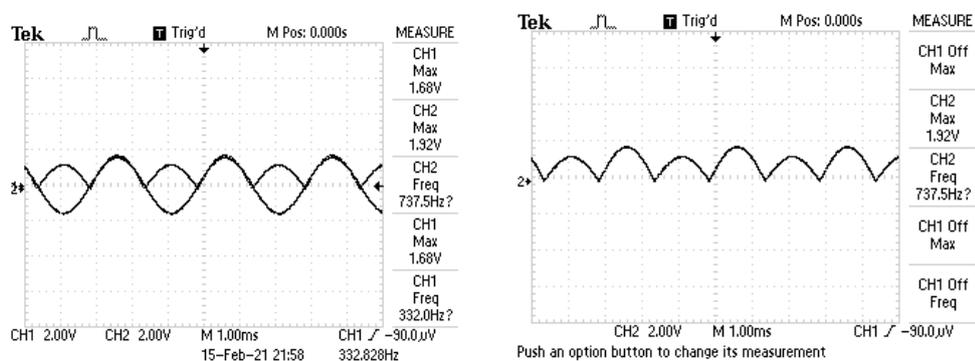


Figura 56: primer ejemplo de señal afectada por el rectificador e integrador, observando la entrada y salida (izquierda) y solo la salida (derecha).

Fuente: Fuente propia.

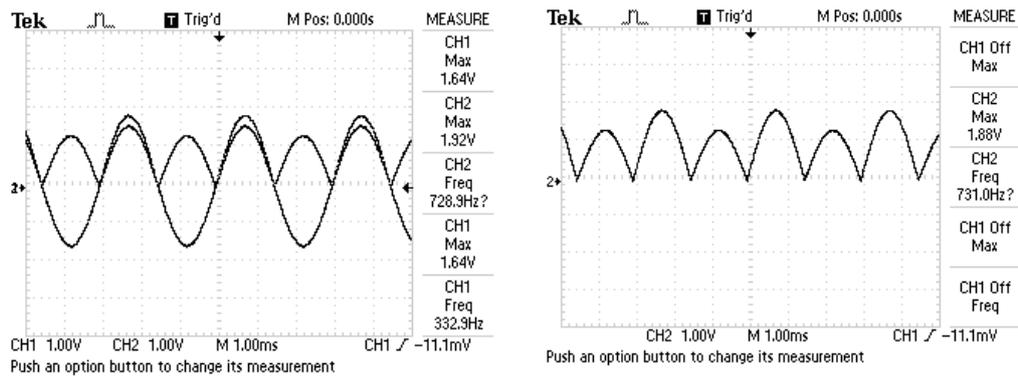


Figura 57: segundo ejemplo de señal afectada por el rectificador e integrador, observando la entrada y salida (izquierda) y solo la salida (derecha).

Fuente: Fuente propia.

### 8.1.6. Alisado de la señal

Ahora se conoce que el valor real del ancho de banda que presenta el circuito se encuentra alrededor de 476.28Hz, por lo que volviendo a hacer el cálculo de la sección 5.2.6, la resistencia adecuada a utilizar será 10KΩ.

De la misma forma que en el apartado anterior, se observó el efecto de la envolvente en una señal senoidal como entrada, aplicando tan solo un voltaje y una frecuencia, puesto que es un circuito simple no debería de presentar ningún problema con cualquier otra frecuencia o valor de entrada. Se observa únicamente un ligero aumento de la señal de entrada de 0.6V:

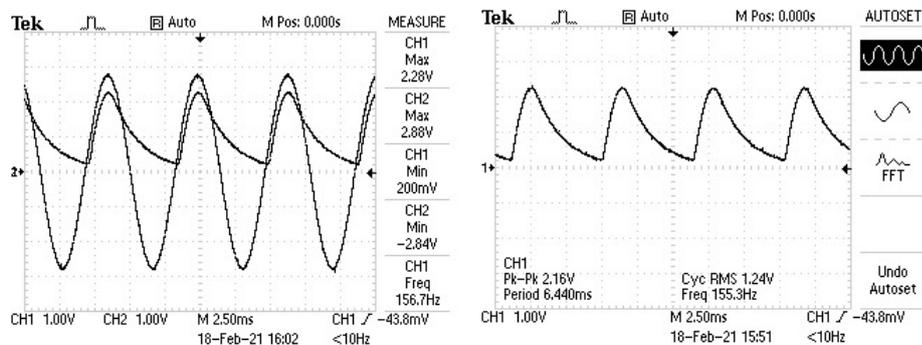


Figura 58: efecto producido por el detector de envolvente.

Fuente: Fuente propia.

## 8.2. Ensayos finales

Durante esta fase experimental se situarán los electrodos en el brazo del paciente (Figura 59) tal y como se explicaba en la sección 3.2.1 de este proyecto. Se conectará un electrodo a la señal  $V_{in+}$  del pre-amplificador y otro a la entrada  $V_{in-}$  del mismo. El electrodo posicionado en el codo será conectado a la línea de tierra del circuito. Como ya se ha comentado previamente, se realizarán dos grupos de movimientos, uno de tipo dinámico y otro estático, para observar la fatiga muscular generada en cada uno de los casos.

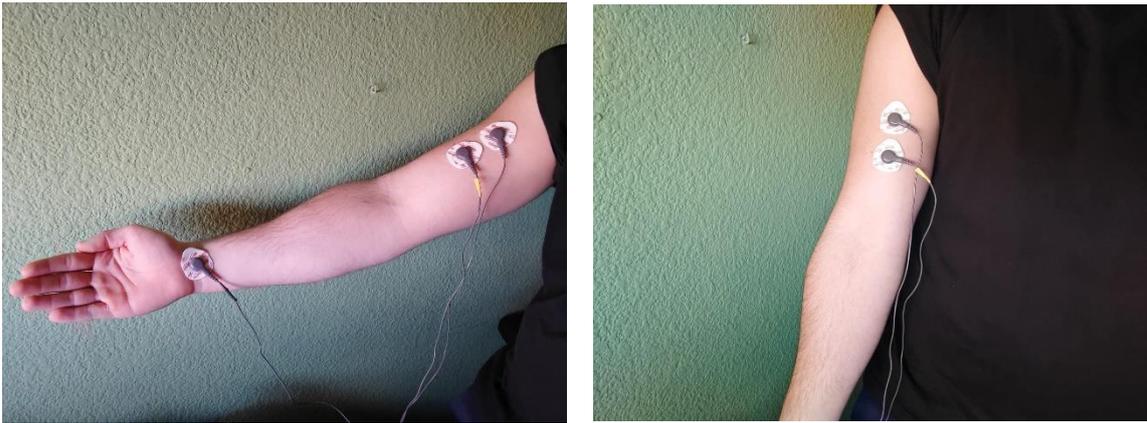


Figura 59: colocación de los electrodos en el bíceps del paciente.

Fuente: Fuente propia.

En estos ensayos no se pudo observar la evolución de la señal muscular detrás de cada fase del circuito, ya que presentaba valores demasiado bajos como para poder ser medidos. Por lo que se decidió comprobar que el valor recibido por el Arduino no superase el límite establecido. Así, antes de que el paciente cogiera cualquier peso, se observó el valor máximo de voltaje que presentaba el movimiento del bíceps en MATLAB, tras ser captado por todo el circuito EMG. Se obtiene como resultado un voltaje máximo de 0.18V, por lo que en un principio la señal tratada no supera los 5V que puede aguantar el Arduino. Claramente este valor aumentará una vez se emplee un peso en el movimiento y se necesite realizar una fuerza, por lo que será conveniente comprobar en todo momento que el voltaje obtenido no supera ese umbral, asegurando el correcto diseño del circuito.

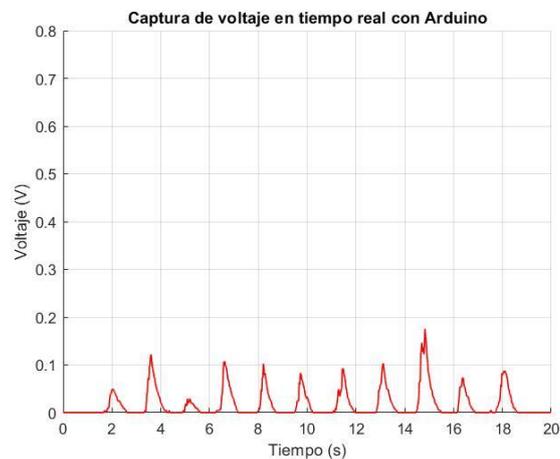


Figura 60: voltaje obtenido de la flexión del bíceps sin peso

Fuente: Fuente propia.

A continuación, se prosiguió con los distintos ejercicios, utilizando en todo momento un peso de 10Kg, puesto que era el peso con el que el paciente podría empezar a notar fatiga al cabo de las repeticiones.

1. **Movimientos estáticos:** el ejercicio consistía en aguantar la mancuerna en una posición de unos  $90^\circ$  durante 10 segundos, posición en la cual el sujeto debería de notar que realiza cierta fuerza con el músculo y no se encuentra en reposo (Figura 61), ya que si se subiese el peso más de la cuenta el bíceps descansaría y no realizaría la fuerza requerida. Tras esos segundos, el paciente dejaría la pesa en  $180^\circ$  (brazo extendido) y reposaría durante 1 minuto, para poder realizar el ejercicio nuevamente.



*Figura 61: posición de  $90^\circ$  que debía de mantener el paciente en el ensayo estático.*

*Fuente: Fuente propia.*

Ese mismo movimiento, con el tiempo de duración y descanso correspondiente, se repitió tantas veces como fueron necesarias hasta que no fue capaz de aguantar durante los 10 segundos en dicha posición, considerando que se alcanzaba la fatiga muscular. En este caso, el paciente fue capaz de realizar cuatro series:

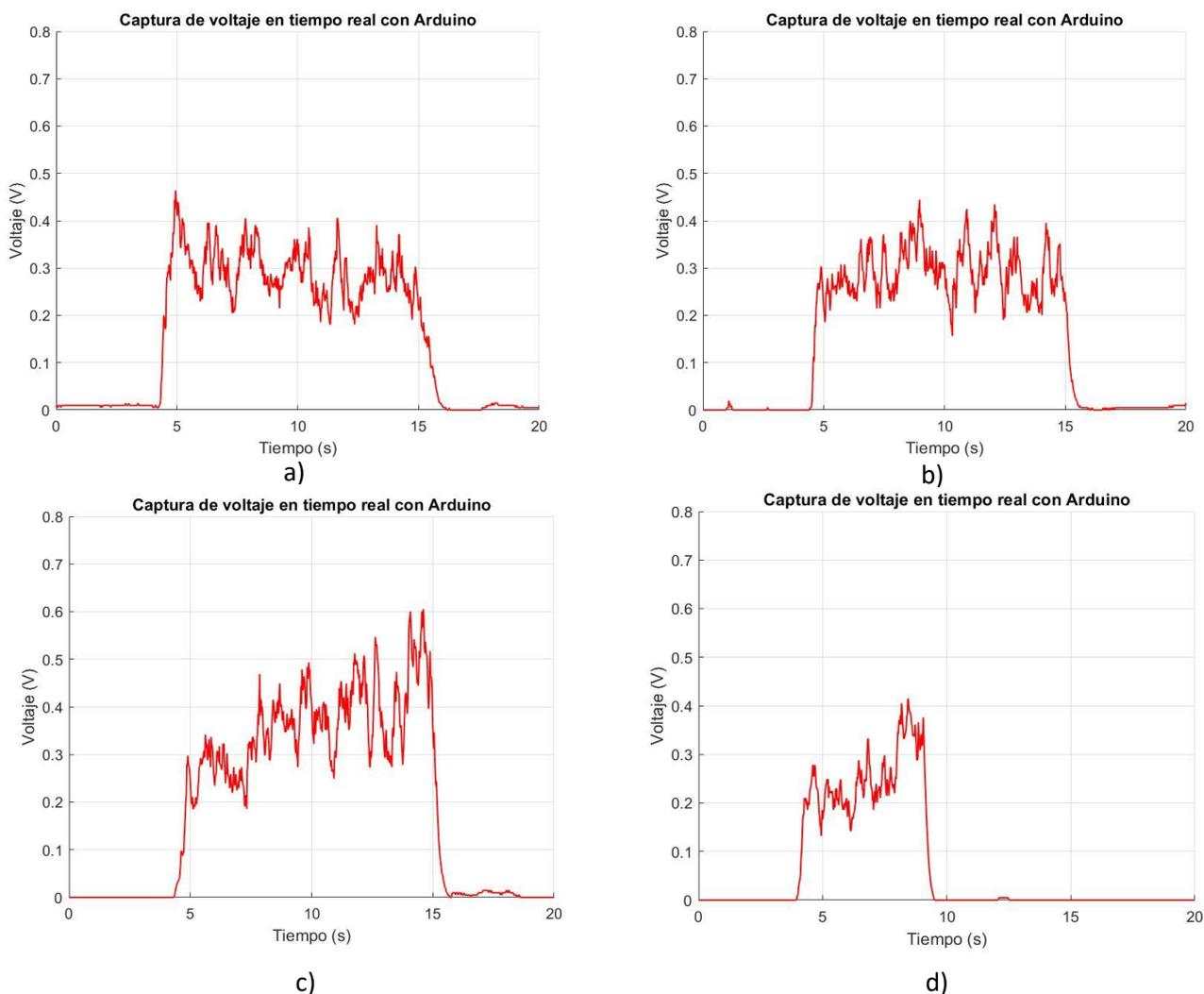


Figura 62: resultados obtenidos en cada una de las series del movimiento estático: a) primera serie, b) segunda serie, c) tercera serie y d) cuarta serie.

Fuente: Fuente propia

En las primeras dos series (Figura 62.a y 62.b) se observa como el paciente conseguía fácilmente mantener la mancuerna en la posición correspondiente, el músculo producía un voltaje en un rango entre 0.2V-0.4V.

En la tercera repetición (Figura 62.c) el paciente comienza a notar la fatiga, lo que se observa produciéndose un incremento en el voltaje conforme aumenta el tiempo durante esos 10 segundos, variando desde 0.3V a 0.6V.

Finalmente, en la última repetición (Figura 62.d), no fue capaz de aguantar el peso durante todo el tiempo, observándose solo durante unos 5-6 segundos, hasta que se vio obligado a dejar el brazo extendido por falta de fuerza. De esta forma, justo antes de bajar el brazo se observa un pico en el voltaje, llegando a 0.4 V. Se puede observar que el voltaje presentaba en un principio un crecimiento conforme aumentaba el tiempo, igual que en la tercera repetición, hasta que se produce un corte en la fuerza (momento de fatiga).

2. **Movimientos dinámicos:** en este caso, el ejercicio consistía en realizar el movimiento de *curl* de bíceps con un solo brazo, es decir, la mancuerna realiza un recorrido del brazo totalmente extendido en 180° hasta llegar a la flexión de bíceps, y volver a bajar el peso a una posición de brazo extendido. Esto se repitió de manera continuada durante 20 segundos, pudiendo realizar siete repeticiones en ese periodo de tiempo. Tras ese tiempo, el paciente reposó con el brazo extendido durante 1 minuto, y volvió a realizar el ejercicio.



*Figura 63: posición de 180° (izquierda) y de curl (derecha) del bíceps correspondiente al ensayo dinámico.*

*Fuente: Fuente propia*

Esto se repitió hasta que se alcanzó la fatiga muscular, lo que en este caso se consideraba cuando el paciente no podía alcanzar una posición entre 130° y 50° en la subida del peso. Nuevamente se consiguieron realizar 4 series:

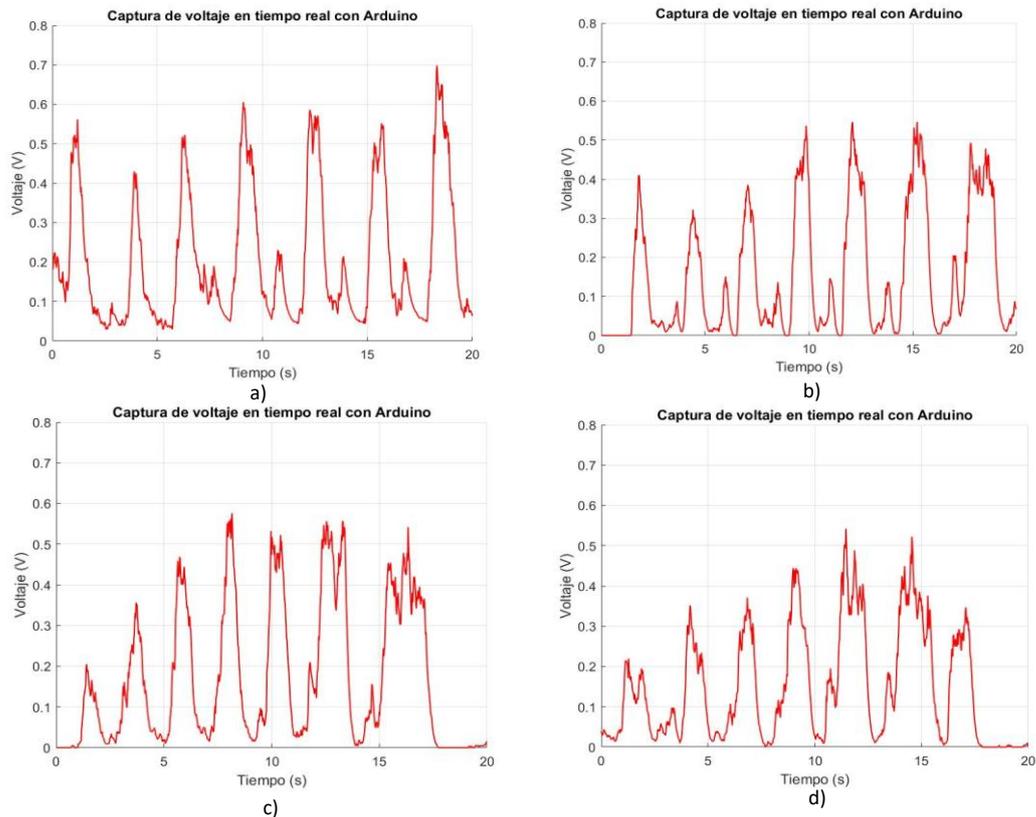


Figura 64: resultados obtenidos en cada una de las series del movimiento dinámico: a) primera serie, b) segunda serie, c) tercera serie y d) cuarta serie

Fuente: Fuente propia.

Es necesario destacar que se produce un grupo de picos en el voltaje por cada repetición, observando 7 grupos en cada serie. Además, se distinguen dos tipos de picos: los más altos, son los obtenidos cuando se sube la mancuerna, y los más pequeños, que ocurren cuando se baja el peso, llegando a la posición unos  $130^\circ$  antes de volver a realizar el movimiento de flexión, en la que el músculo empieza a hacer fuerza.

En las primeras dos repeticiones (Figura 64.a y 64.b) se observa que el paciente pudo realizar las siete repeticiones sin ningún problema. Durante esos 20 segundos se obtienen mayoritariamente unos valores entre 0.4V-0.6V, aunque es cierto que generalmente se produce un mayor voltaje en la primera repetición.

En la tercera serie (Figura 64.c), en la cual empezaba a estar cansado el paciente, se observa una tendencia creciente del voltaje hasta que se produce el corte repentino de fuerza, es decir, aumenta hasta que llega a unos 0.58V y luego disminuye al llegar a la última serie.

En la cuarta serie (Figura 64.d), el paciente encontró dificultades para hacer las dos últimas repeticiones, sin poder llegar a los  $130^\circ$  en la última repetición, por lo que se considera que llegó al estado de fatiga muscular. En el resultado obtenido se puede observar como a partir del segundo 15 empieza a haber una reducción más notoria en el voltaje producido. De esta forma, se vuelve a observar dicha forma creciente, pero con menores voltajes que en la tercera repetición, llegando como máximo a 0.54V.

## 9. Resultados

Los datos obtenidos durante los ensayos estáticos y dinámicos fueron analizados en MATLAB mediante el cálculo del valor RMS, media y mediana, tal y como se explica en la sección 2.2.

Para el cálculo de la media se empleó la función  $meanfreq(x,fs)$ , en el caso del cálculo de la mediana se usó la función  $medfreq(x,fs)$  y para el nivel de media cuadrada raíz (RMS) se empleó  $rms(x)$ . En todos los casos, siendo  $x$  el conjunto de valores observados en las Figuras 62 y 64, y  $fs$  la frecuencia de muestreo empleada, en este caso 8KHz.

Así los valores obtenidos para cada uno han sido los siguientes:

- Ensayos estáticos:

Media	
Nº de serie	Valor
1º	0.0989
2º	0.1049
3º	0.1022
4º	0.1556

Mediana	
Nº de serie	Valor
1º	0.0237
2º	0.0253
3º	0.0262
4º	0.0614

RMS	
Nº de serie	Valor
1º	0.2165
2º	0.2130
3º	0.2668
4º	0.1299

- Ensayos dinámicos

Media	
Nº de serie	Valor
1º	0.5649
2º	0.2856
3º	0.2340
4º	0.2293

Mediana	
Nº de serie	Valor
1º	0.0251
2º	0.0662
3º	0.0378
4º	0.0251

RMS	
Nº de serie	Valor
1º	0.2308
2º	0.2215
3º	0.2411
4º	0.2018

## 10. Discusión

Observando la Figura 62 de los resultados obtenidos durante el movimiento estático, se puede concluir el motivo por el cual el valor de la media y mediana calculados son ascendentes en cada serie realizada. Durante la primera serie se observa que la mayoría de valores se encuentran principalmente entre 0.2V-0.4V, oscilando constantemente entre esos valores. Sin embargo, en el segundo 5 aparece un pico de 0.45V debido al exceso de fuerza realizado por el paciente en ese primer contacto con el peso.

En la segunda serie se vuelve a observar cierta constancia manteniéndose los valores en el mismo rango de voltaje, pero con una mayor cantidad de valores situados por encima de 0.3V, algunos siendo cercanos a 0.4V o incluso sobrepasándolos. Esto produce que el valor de media y mediana se eleve ligeramente. Al tratarse de la segunda serie todavía el paciente tiene la fuerza para poder regular el movimiento, al igual que en la primera serie, controlando la fuerza realizada entre ese rango de 0.2V-0.4V, aunque con algún pico particular.

En el caso de la tercera y cuarta serie, los valores presentan una tendencia ascendente a lo largo del tiempo de la prueba, por lo que inevitablemente el cálculo de la media y mediana también tendrá mayor valor. Esta tendencia ascendente proviene de la fatiga muscular, necesitando obtener fuerza de otras zonas del brazo, sin proceder concretamente de la zona del bíceps, para poder realizar el mismo esfuerzo. Así, la fuerza presenta un origen más descentralizado, activando unidades motoras adicionales, en este caso, otras fibras musculares. A este proceso se le conoce como reclutamiento de fibras. Cuando se activan más unidades motoras también se obtiene un mayor potencial de acción, ya que una mayor cantidad de unidades se excitan. Al potencial de acción producido por las fibras activas lo llamaremos "*energía*".

Al realizar el esfuerzo desde otras fuentes de *energía*, junto con la que ya presentaba el bíceps, se produce esa tendencia ascendente del voltaje conforme pasa el tiempo, puesto que las fibras del bíceps son, poco a poco, cada vez menos capaces de producir la *energía* necesaria para mantener el mismo esfuerzo, y va necesitando una mayor cantidad de *energía* procedente de las fuentes secundarias, pero de forma progresiva, asimilándose al proceso de carga de una batería o pila hasta que llega al 100%.

Como bien se observa en la cuarta serie, llega un momento en la que la activación de las fibras secundarias no es suficiente para mantener el peso en la posición y necesitan descansar. Así, se anula por completo el suministro de fuerza, tanto de las fibras principales del bíceps, que de por sí solas no pueden realizar el esfuerzo necesario, como de las secundarias, entrando en reposo y dejando el brazo extendido con el peso, siendo el momento de fatiga.

Esto produce que la media y mediana tengan cada vez mayores valores: en el caso de la tercera serie (Figura 62.c) hay una mayor cantidad de valores por encima de 0.4V, y en la última serie (Figura 62.d), la mayoría de valores presentados se encuentran por encima de 0.2V, incluso una pequeña cantidad es superior a 0.4V.

Contrariamente, el valor RMS mide la cantidad de energía producida por el músculo, de esta forma se observa un valor creciente de RMS, excepto en la última serie, donde aparece la fatiga en el músculo y emite menor *energía*.

Por otra parte, los resultados obtenidos durante el movimiento dinámico se analizan de forma diferente. Como ya se ha comentado anteriormente, se observan dos tipos de picos: el de mayor valor, correspondiente a la fuerza realizada al subir el brazo, y el de menor valor, correspondiente a la fuerza realizada al bajar el peso (movimiento de extensión). Durante las dos primeras series se observa una tendencia entre 0.3V-0.5V en los picos de mayor valor, incluso superando los 0.6V en la primera serie en la cual el paciente tenía más fuerza para realizarlo y en la última repetición realizó un último esfuerzo de mayor valor. En cuanto a los picos de menor valor, se observa que por lo menos llegan a 0.1V.

Respecto a la tercera y cuarta serie, en la que el bíceps empieza a estar fatigado, se observa una tendencia creciente del voltaje hasta que llega a las últimas repeticiones, en las que se corta bruscamente la gráfica. De igual forma que ocurría en el movimiento estático, el bíceps empieza realizando un esfuerzo, que durante las dos primeras series es capaz de mantener para realizar las 7 repeticiones, pero en las dos últimas series encuentra ciertas dificultades para realizar el ejercicio. De esa forma, para llegar a hacer todas las repeticiones, necesita adquirir *energía* de otras fibras musculares de diversas zonas del brazo, mediante el reclutamiento de fibras. En la última repetición disminuye dicho suministro de *energía* por la fatiga producida hasta que es incapaz de continuar, siendo insuficiente ese suministro secundario de *energía*, y deja la pesa bruscamente, cortando de golpe la fuerza.

En esas dos últimas series se observa que el voltaje en los picos de menor valor apenas llega a 0.1V, esto se produce porque al estar cansado el músculo apenas se detiene en ese punto de 130° en la bajada, y pasa de forma más rápida a realizar el movimiento de flexión otra vez (50°). Disminuye el tiempo que tarda en realizar la bajada y emplea la fuerza en la subida que es cuando más lo necesita. Así, realiza durante más tiempo el proceso de subir la mancuerna, lo que también se observa en las gráficas, puesto que la anchura de los picos es cada vez mayor conforme se realizan las series. Esto implica que hay una mayor cantidad de valores de voltajes altos durante más tiempo, lo que lleva a que ese valor de la media y mediana calculada sea generalmente mayor en cada serie. Así, el movimiento va siendo menos controlado conforme aparece la fatiga muscular.

Igual que ocurría en el caso de los ensayos estáticos, el valor RMS presenta una tendencia ascendente hasta que llega a la última serie, en la que desciende incluso a un valor inferior que el calculado durante la primera serie. Esto se debe a ese momento de fatiga que se alcanza, y la consecuente reducción de *energía*.

Al realizar dichos ensayos se ha observado especial dificultad en el paciente a la hora de poder controlar la fuerza que realizaba. Conforme más fatigado se encontraba el paciente, inconscientemente buscaba reducir el ángulo de 90° en los ensayos estáticos, obligando a volver a repetir la prueba. En el caso del movimiento dinámico, conforme aparecía la fatiga muscular, el paciente necesitaba más tiempo para llevar a cabo el movimiento de flexión.

## 11. Conclusiones

El principal objetivo de este trabajo de fin de grado era realizar el diseño de un circuito EMG, como los que se encuentran disponible en clínicas y hospitales para realizar pruebas musculares rutinarias y lecturas electromiográficas, a partir de las cuales se detalla el estado y capacidad muscular del paciente. Sin embargo, el circuito presentado en el proyecto tiene la finalidad de realizar pruebas preliminares de captación de señales musculares para validar su

funcionalidad. No consiste en un estudio en profundidad sobre la fatiga muscular vinculada a la señal EMG.

Así, se ha podido profundizar en los conceptos relacionados con las señales bioeléctricas y su relación con la fuerza muscular. Para cumplir ese objetivo se han aplicado conocimientos generales y básicos de electrónica en el tratamiento de la señal, para poder entenderla y visualizarla con mayor facilidad. Lo que en un principio iba a ser un circuito sencillo de amplificación y filtrado, se ha ido convirtiendo en un circuito más complejo y con mayor cantidad de fases y componentes, debido a las características de la señal muscular. De esta forma, presentaba la necesidad de añadir una fase de pre-amplificación, integración y alisado de la señal.

Entre el proceso de diseño y de implementación del circuito se han producido cambios en las configuraciones del circuito y valores de los componentes que se debían de usar. Esto se ha producido principalmente por la dependencia de aquellos materiales presentes en el laboratorio (resistencias, condensadores, etc.) para ahorrar en costes, lo que producía la variación y adaptación de los cálculos iniciales, intentando que la ganancia total del circuito mantuviese un valor lo más cercano posible al inicialmente planteado (900V/V). Los cambios también se han llevado a cabo debido al análisis de las diversas alternativas planteadas, probándolas en el circuito físico, observando cuál de ellas presentaba un mejor resultado y finalmente seleccionándola, como ocurrió con el caso del integrador.

Para asegurar que el diseño era el adecuado y no se iba a producir ningún error y daño en los componentes se han llevado a cabo diversas pruebas y comprobaciones que han llevado mucho tiempo, hasta finalmente poder implementar el circuito final: simulación, ensayo fase a fase en el prototipo y ensayos dinámicos y estáticos. Los cuáles se han repetido varias veces en el momento de su realización para cerciorarse del resultado obtenido. Hay que tener en cuenta también los múltiples análisis de gráficas y cálculos que se han realizado para poder obtener unas conclusiones. En concreto, presentó elevada dificultad el correcto ajuste del potenciómetro en el filtro Notch hasta conseguir el rango de ajuste querido.

Otro proceso que ha destacado por sus múltiples errores inesperados, ha sido la fase de ADC, ya que un principio parecía la más sencilla puesto que no necesitaba de un diseño analógico. El problema se encontraba en la comunicación de Arduino con MATLAB, que en un principio se pretendía realizar por medio de los bloques de Simulink, para lo que se necesitaban *packages* especiales, cuya instalación no fue correctamente aceptada por el PC de uso, dificultando el proceso y obligando a buscar una alternativa. Así, se acabó seleccionando el uso de un código de programación como medio de comunicación entre ambos.

A pesar de todos los inesperados inconvenientes, se han cubierto los objetivos iniciales planteados, constituyendo un circuito funcional, portátil y ligero. Gracias a los múltiples recursos de la universidad, la adquisición de los componentes ha costado 122,65€ (sin tener en cuenta equipos de trabajado, mano de obra o software presentados en el laboratorio), siendo inferior al límite establecido inicialmente (150€). Además, se han realizado exitosamente los ensayos deseados, estableciendo las bases para posibles trabajos futuros, centrados principalmente en la base experimental y estudio y relación entre la fatiga muscular y la señal EMG.

El reducido número de sujetos estudiados, así como el limitado número de ensayos, dificultan llegar a unas conclusiones sobre dicha relación. Para obtener unos resultados estadísticamente significativos, se debería de realizar este estudio de forma masiva, organizando los pacientes

en grupos según sus características (sexo, edad, etc.), y con un mayor número de repeticiones y series.

No obstante, los resultados observados tras todo el trabajo realizado han sido satisfactorios y han permitido comprender las diferencias entre los movimientos dinámicos y estáticos, sobre los que apenas hay referencias.

El diseño e implementación del circuito EMG ha permitido poner en práctica el proceso que existe tras el diseño de los circuitos, probablemente, aplicado en las industrias y laboratorios. Este proceso está formado por el análisis, estudio y documentación de la señal que se quiere tratar y la señal que se quiere obtener, incluyendo las diversas alternativas aplicables, simulación y ensayos del mismo. Sin olvidar el cálculo del presupuesto y la presentación de diagramas, planos y pliego de condiciones. Por todo esto se puede concluir, que en este proyecto se han aplicado una gran parte de los conocimientos, métodos y técnicas aprendidos por el alumnado a lo largo del Grado de Ingeniería Electrónica Industrial y Automática.

## Anexo I: Breve estudio económico

A continuación, se muestra un pequeño estudio económico con el que se representa el coste aproximado del material empleado (equipo, software y componentes) en la implementación del circuito EMG. Este estudio económico no incluye la mano de obra ni los costes relativos al encargo de una PCB impresa, lo cual involucraría el pedido online de su fabricación a un proveedor, incluyendo los gastos de envío del mismo.

Tabla 1: resumen económico.

Descripción	Precio(€)	Unidades en el sistema	Coste total
INA129P	7,67 €	1	7,67 €
ADA4666-2	2,22 €	4	8,88 €
Condensador 224nF	0,08 €	10	0,80 €
Condensador 2.2uF	0,08 €	1	0,08 €
Resistencia 10K $\Omega$	0,08 €	6	0,48 €
Resistencia 2.7K $\Omega$	0,08 €	2	0,16 €
Resistencia 1.5K $\Omega$	0,08 €	2	0,16 €
Resistencia 18K $\Omega$	0,08 €	2	0,16 €
Resistencia 56 $\Omega$	0,08 €	1	0,08 €
Resistencia 1.2K $\Omega$	0,08 €	2	0,16 €
Resistencia 15K $\Omega$	0,08 €	4	0,32 €
Resistencia 3.3K $\Omega$	0,08 €	1	0,08 €
Resistencia de 5k $\Omega$	0,08 €	1	0,08 €
Potenciometro 10K $\Omega$	1,98 €	1	1,98 €
Diodo 1N4148	0,08 €	3	0,24 €
Arduino Leonardo + cable micro-USB	20,55 €	1	20,55 €
Batería 3.7V	7,93 €	4	31,72 €
Cables prototipado	0,03 €	44	1,32 €
Zócalos grandes	5,79 €	2	11,58 €
Electrodos superficiales	0,10 €	3	0,30 €
Conectores electrodos	11,95 €	3	35,85 €
Generador de funciones ISO-TECH GFG 8	249,90 €	1	249,90 €
Osciloscopio Rigol DS1054Z	290,00 €	1	290,00 €
MATLAB 2020a	800,00 €	1	800,00 €
Proteus Design Suite 8.7	792,00 €	1	792,00 €
<b>TOTAL</b>			<b>2254,55</b>

## Anexo II: Código Arduino

```

int pin = A1;
int Valor;
double tsample=5;
double t=0;

void setup()
{
  Serial.begin(9600);
}

ISR(TIMER5_COMPA_vect)
{
  Valor=analogRead(pin);
}

/***** TIMER *****/
void vConfigureTimer( void )
{
  cli();          //stop interrupts
                 //set timer5 interrupt at freq Hz
  TCCR5A = 0;     // set entire TCCR1A register to 0
  TCCR5B = 0;     // same for TCCR1B
  TCNT5 = 0;     //initialize counter value to 0

  // set compare match register for freq Hz increments
  // compare match register = [ 16,000,000Hz/ (prescaler * desired interrupt freq) ] - 1
  OCR5A = 261;   // = (16*10^6) / (8*freq) - 1      la frecuencia utilizada son 8 kHz.
  // turn on CTC mode
  TCCR5B |= (1 << WGM12);
  // Set CS12 and CS10 bits for 8 prescaler
  TCCR5B |= (1 << CS51);
  // enable timer compare interrupt
  TIMSK5 |= (1 << OCIE1A);
  sei();//allow interrupts
}

void loop()
{
  vConfigureTimer();
  while (t < tsample)
  {
    attachInterrupt(2, TIMER5_COMPA_vect, RISING);
    Serial.println(Valor);
    t++;
  }
  t=0;
}

```

## Anexo III: Código MATLAB

```

%borrar previos
delete(instrfind({'Port'},{'COM7'}));
%crear objeto serie
serial('COM7','BaudRate',9600,'Terminator','CR/LF');
warning('off','MATLAB:serial:fscanf:unsuccessfulRead');
%abrir puerto
fopen(s);

% parámetros de medidas
tmax = 10; % tiempo de captura en s
rate = 33; % resultado experimental (comprobar)

% preparar la figura
f = figure('Name','Captura');
a = axes('XLim',[0 tmax],'YLim',[0 5.1]);
l1 = line(nan,nan,'Color','r','LineWidth',2);

xlabel('Tiempo (s)')
ylabel('Voltaje (V)')
title('Captura de voltaje en tiempo real con Arduino')
grid on
hold on

% inicializar
v1 = zeros(1,tmax*rate);

i = 1;
t = 0;

% ejecutar bucle cronometrado
tic
while t<tmax
    t = toc;
    % leer del puerto serie
    a = fscanf(s,'%d,%d');
    v1(i)=a(1)*5/1024;

    % dibujar en la figura
    x = linspace(0,i/rate,i);
    set(l1,'YData',v1(1:i),'XData',x);

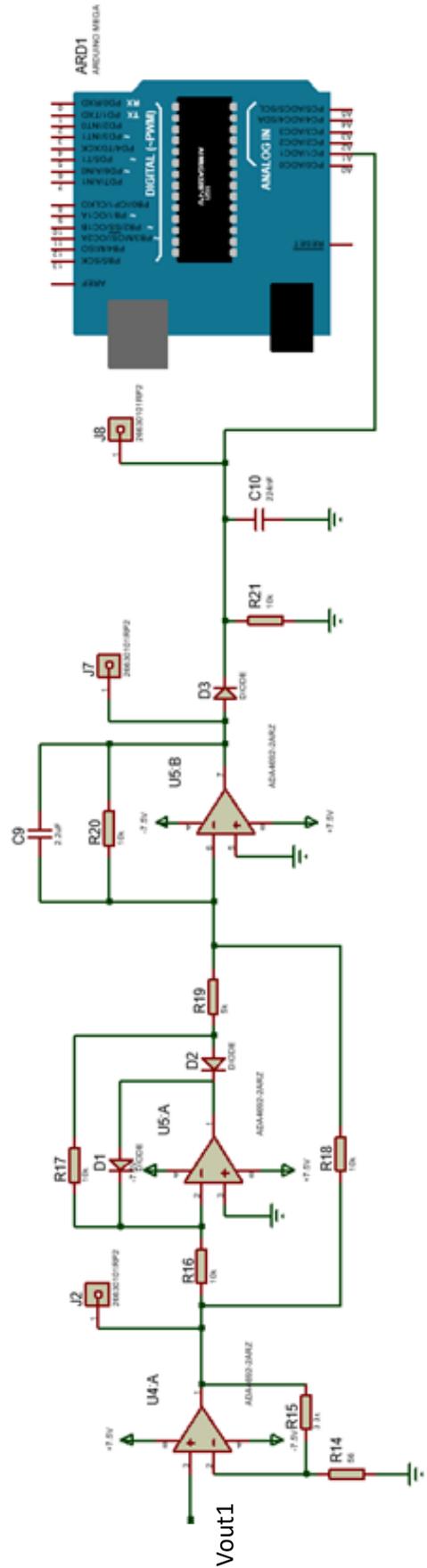
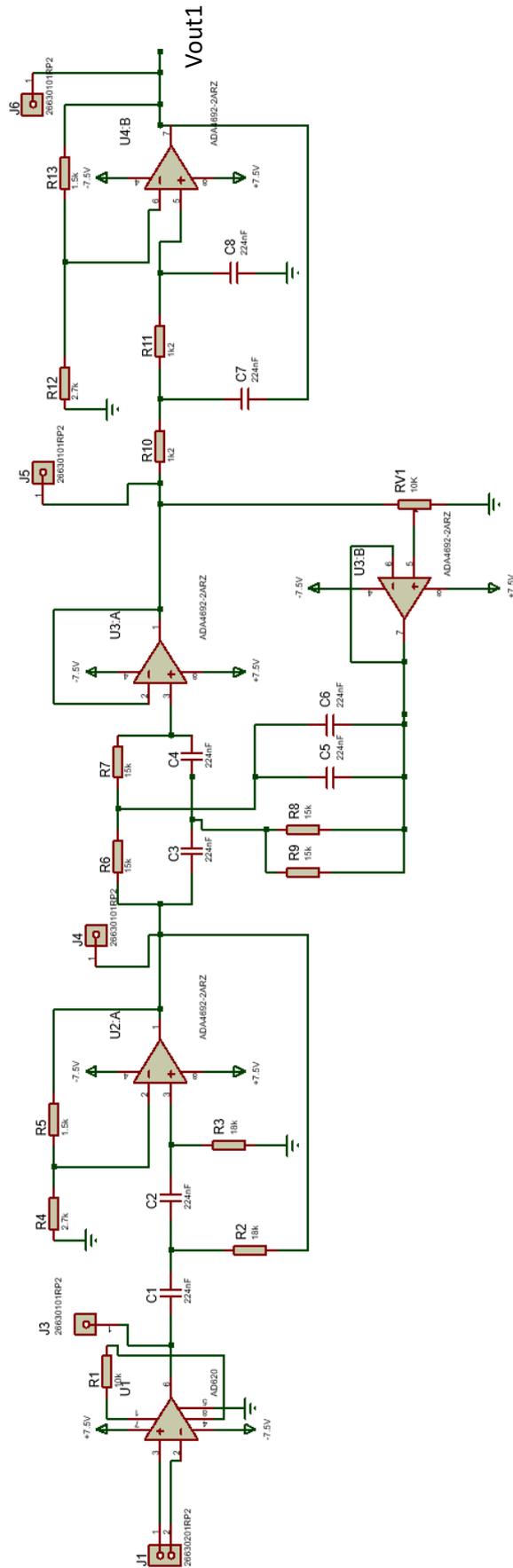
    drawnow
    % seguir
    i = i+1;
end
% resultado del cronometro
clc;
fprintf('%g s de captura a %g cap/s \n',t,i/t);

save('ard.mat','s');% guardar datos en una variable

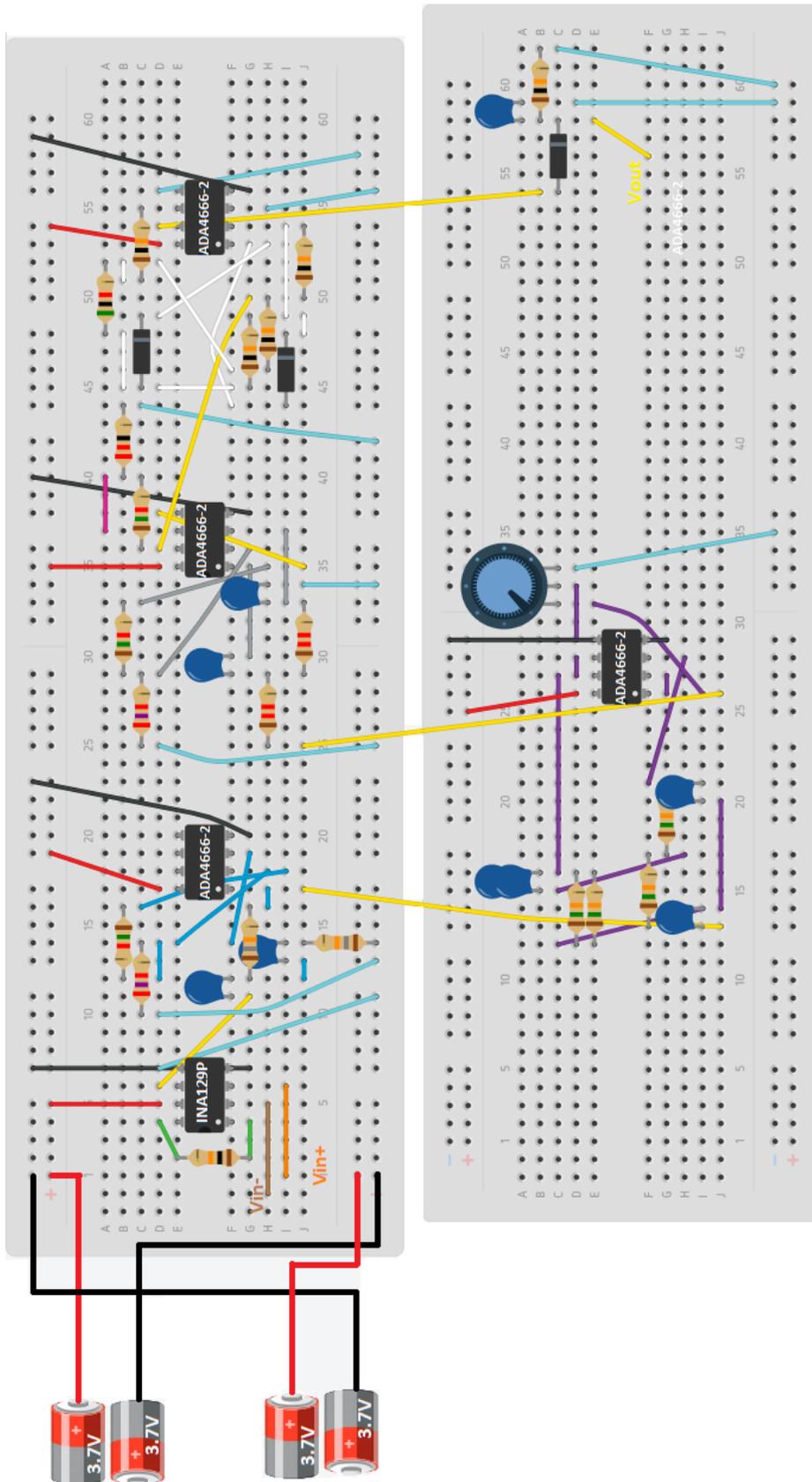
%% Limpiar
fclose(s);
delete(s);
clear s;

```

# Anexo IV: Esquema circuito

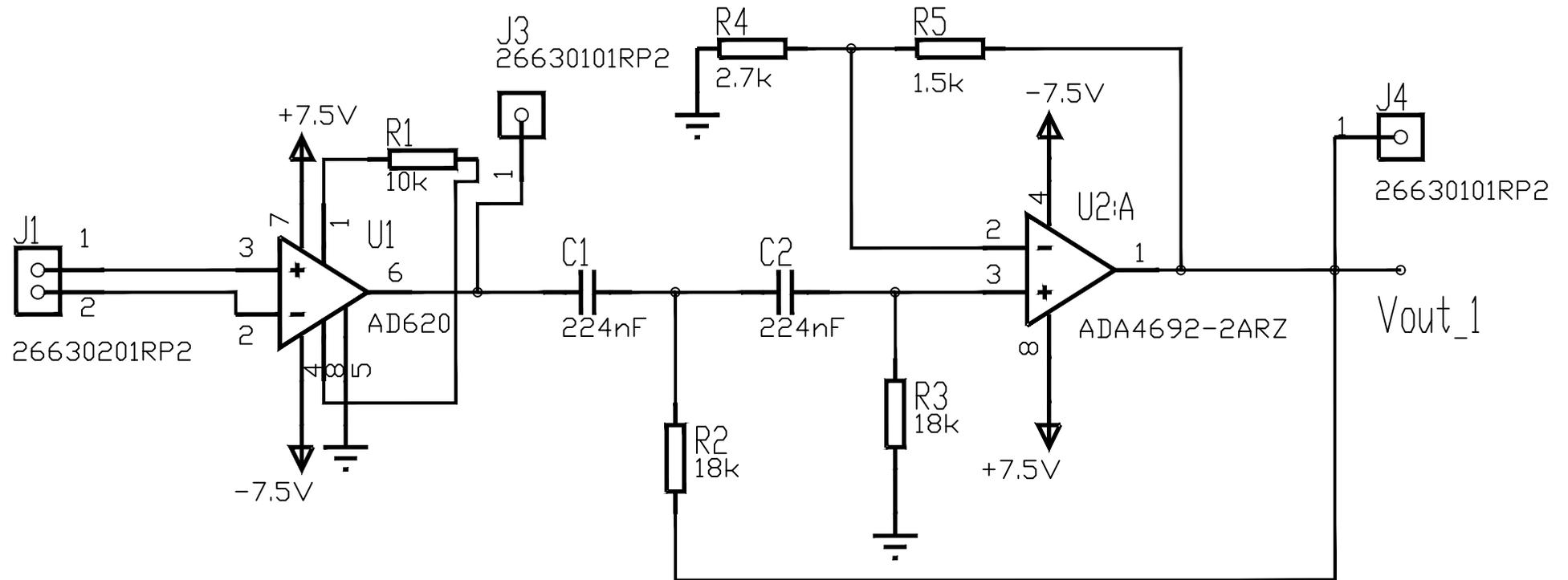


# Anexo V: Circuito implementado

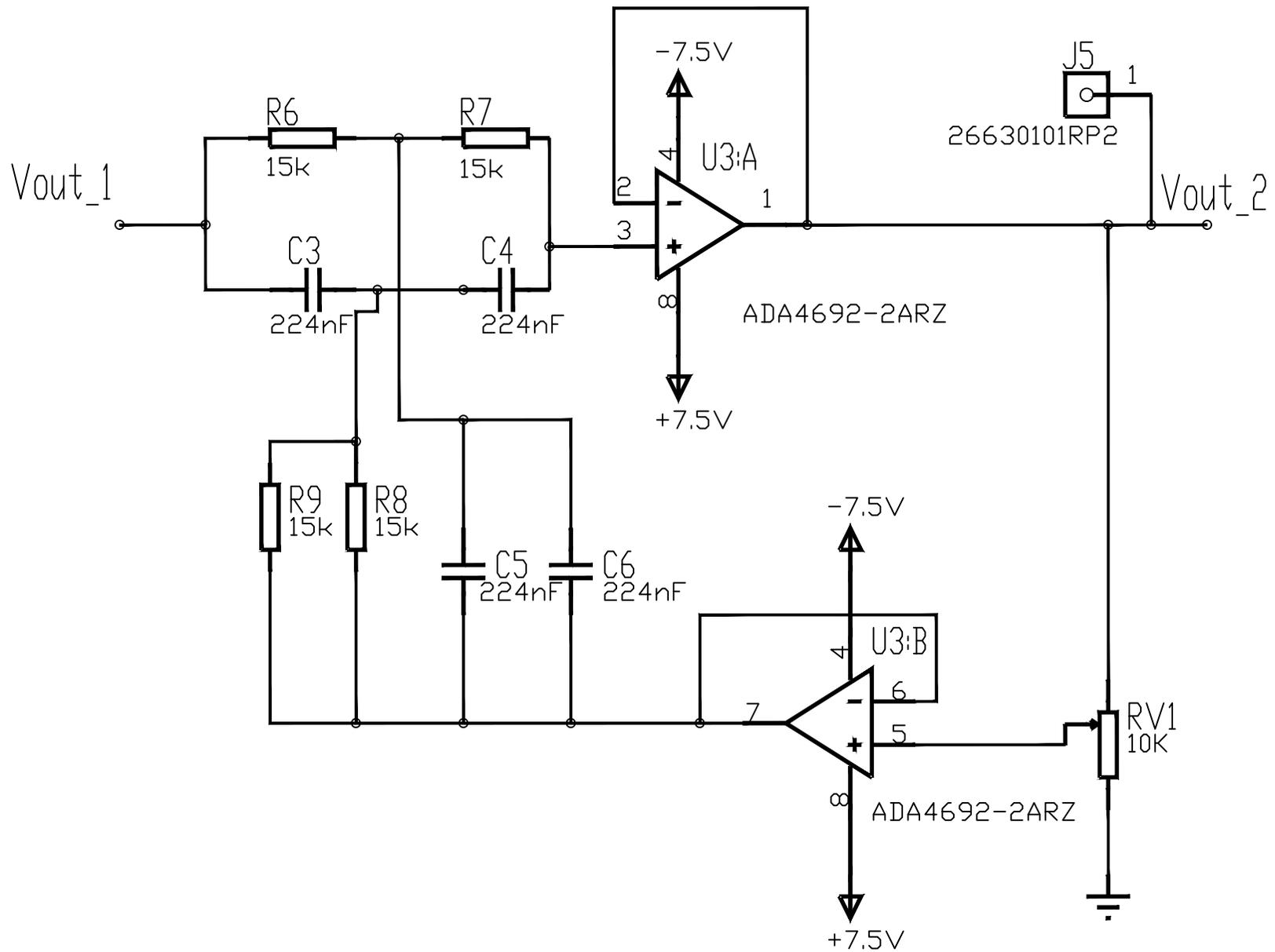


# Documento II: Planos

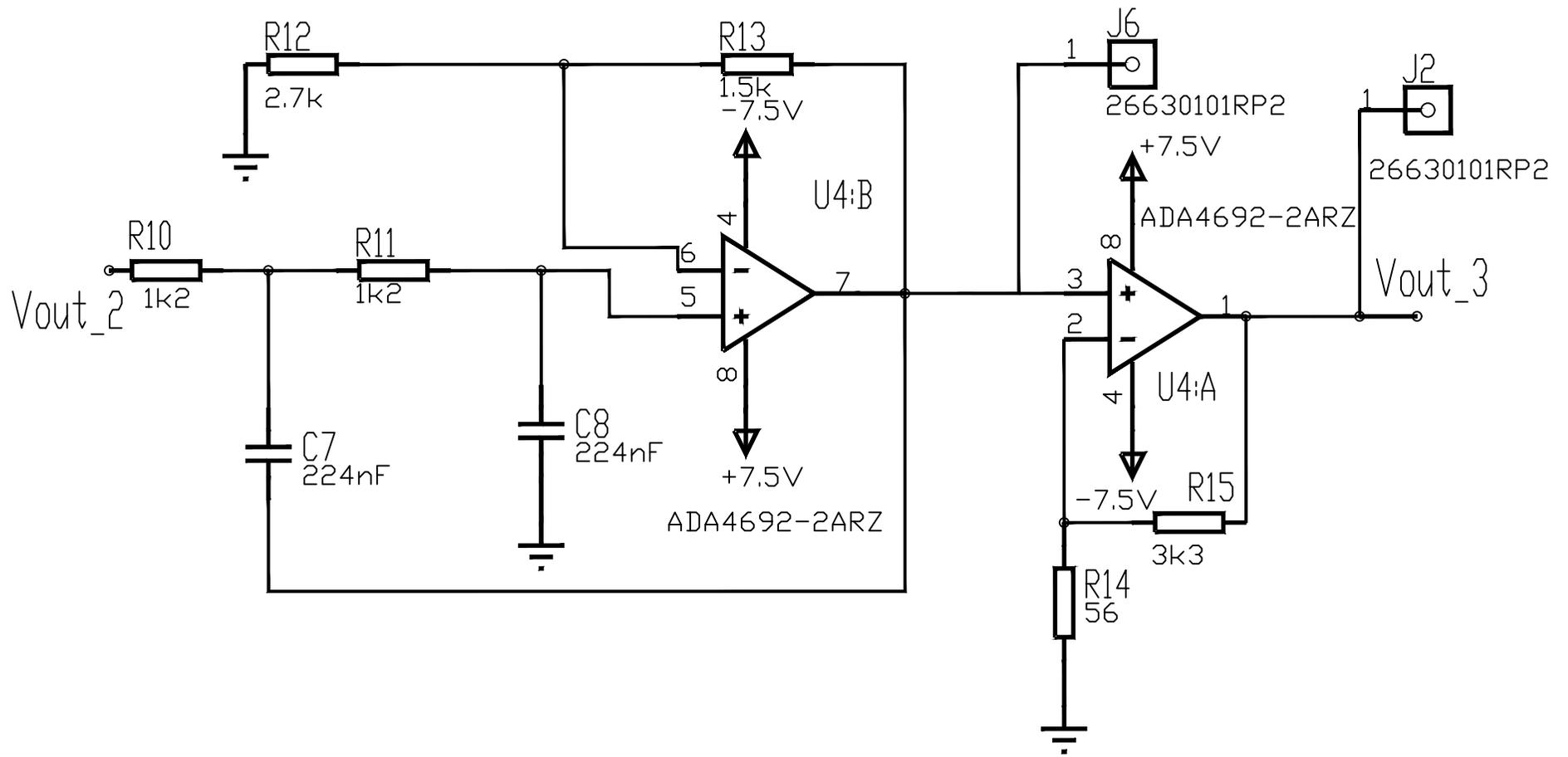
En este documento se incluyen los diagramas y planos correspondientes al diseño del circuito EMG y la PCB.



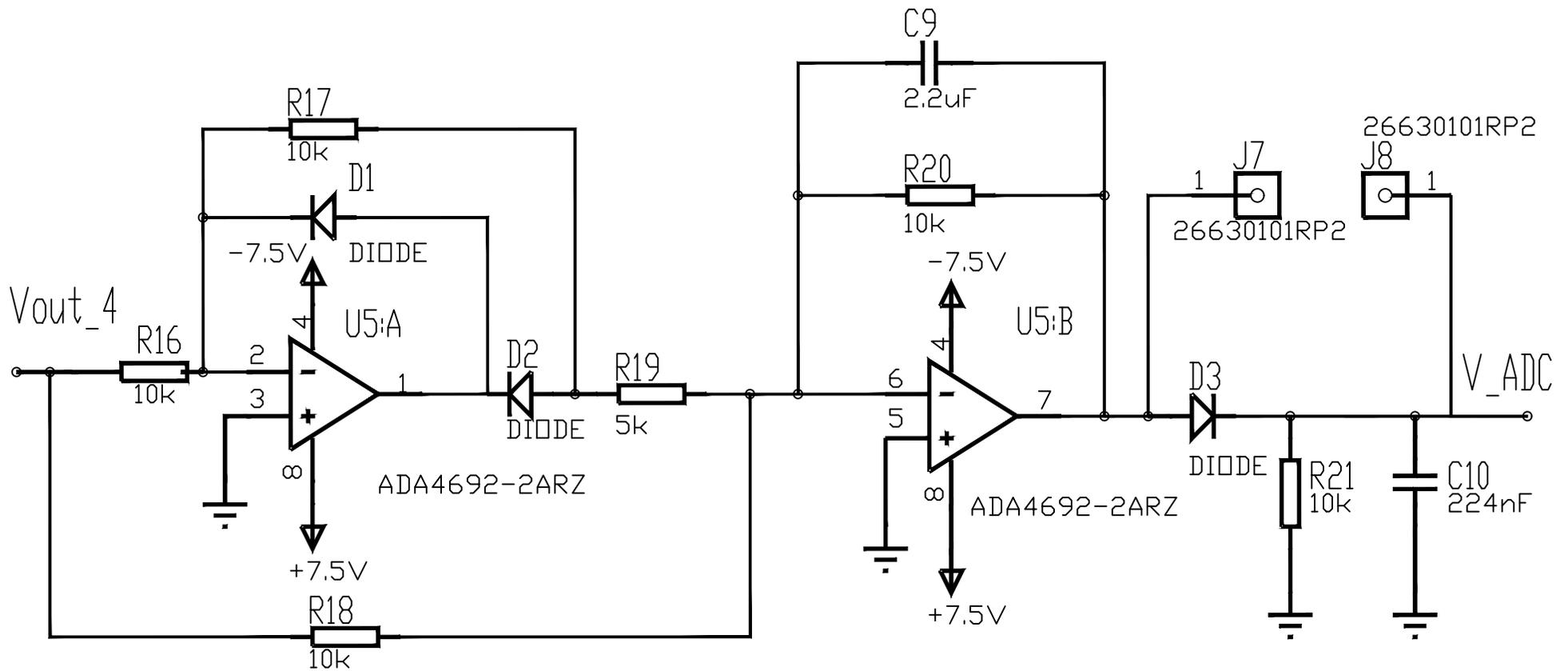
	Fecha	Nombre	Firmas	UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DEL DISEÑO
Dibujado	20/02/2021	Elena Muñoz Fabra		
Comprobado	02/06/2021	Salvador Coll Aranau		
Escala	Fase de pre-amplificación y filtro de paso alto			PLANO NÚMERO
1:1				1



	Fecha	Nombre	Firmas	UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DEL DISEÑO
Dibujado	20/02/2021	Elena Muñoz Fabra		
Comprobado	02/06/2021	Salvador Coll Aranau		
Escala	Filtro Notch			PLANO NÚMERO
1:1				2



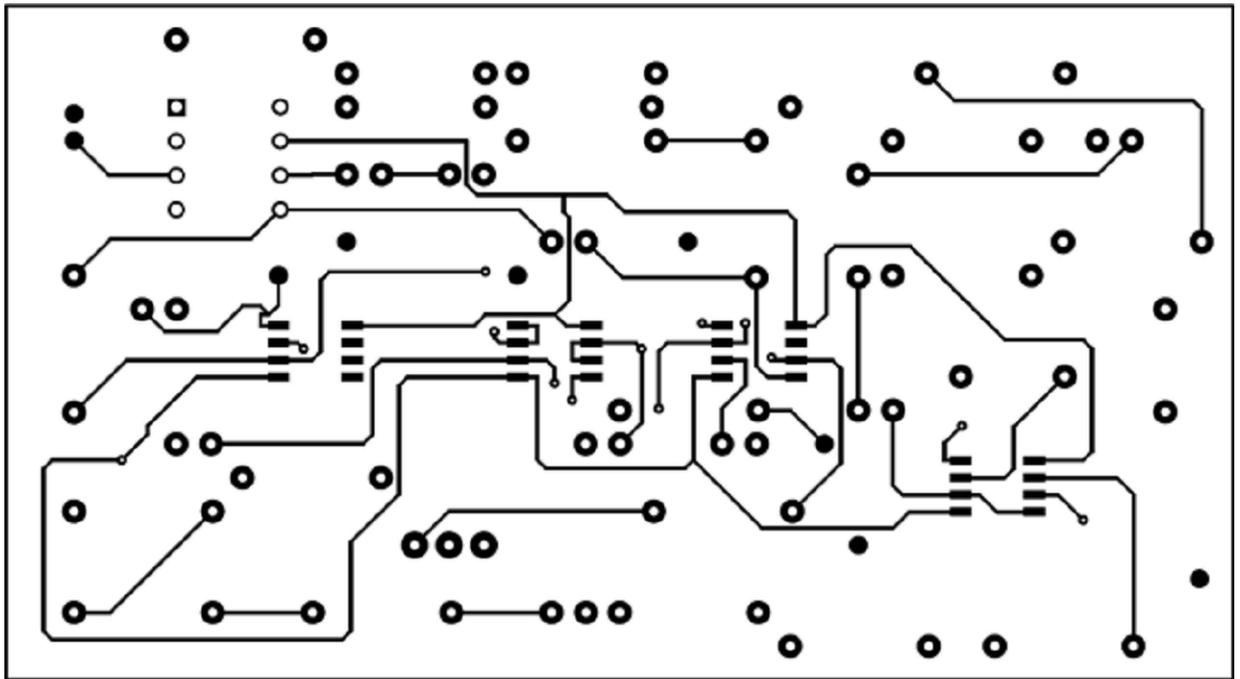
	Fecha	Nombre	Firmas	UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DEL DISEÑO
Dibujado	20/02/2021	Elena Muñoz Fabra		
Comprobado	02/06/2021	Salvador Coll Aranau		
Escala	1:1		Filtro de paso bajo y amplificación final	PLANO NÚMERO 3



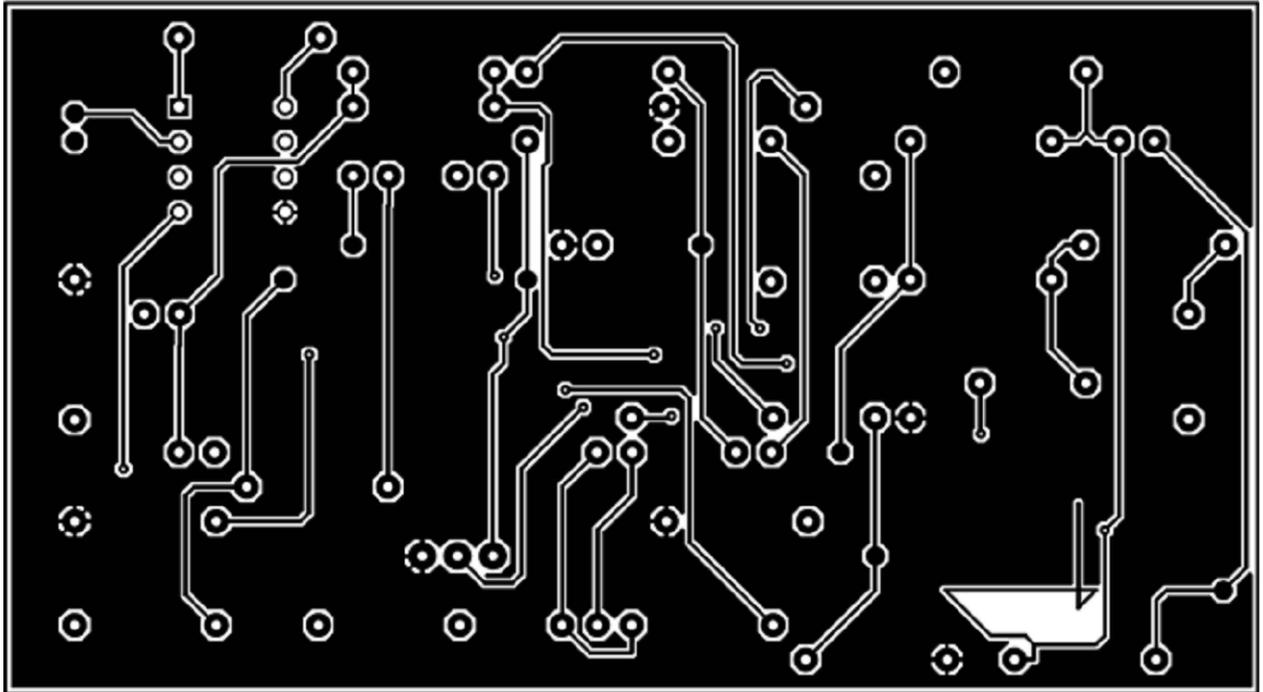
	Fecha	Nombre	Firmas
Dibujado	20/02/2021	Elena Muñoz Fabra	
Comprobado	02/06/2021	Salvador Coll Aranau	

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA  
 ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DEL DISEÑO

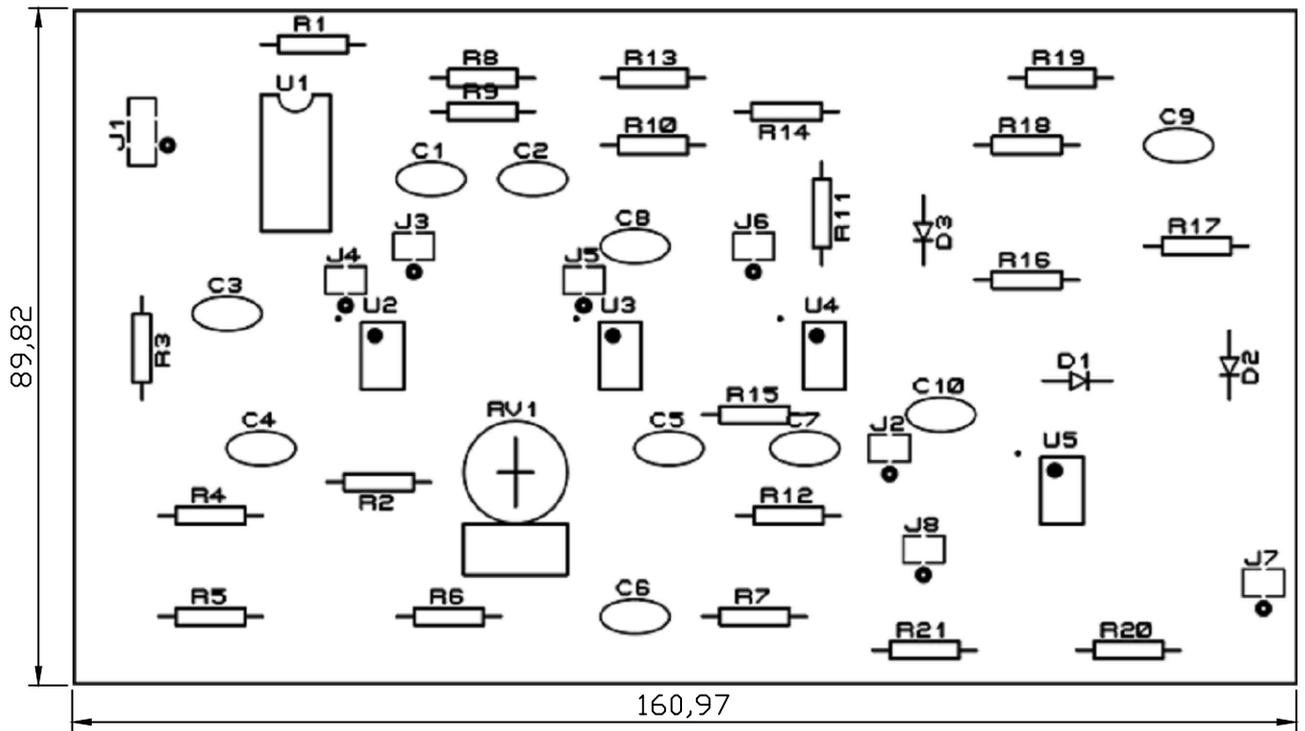
Escala 1:1	Rectificador de onda con integrador y detector de envolvente	PLANO NÚMERO 4
---------------	--	-------------------



	Fecha	Nombre	Firmas	UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DEL DISEÑO
Dibujado	22/05/2021	Elena Muñoz Fabra		
Comprobado	02/06/2021	Salvador Coll Aranau		
Escala	Top copper PCB			PLANO NÚMERO 5
1:1				



	Fecha	Nombre	Firmas	
Dibujado	22/05/2021	Elena Muñoz Fabra		UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DEL DISEÑO
Comprobado	02/06/2021	Salvador Coll Aranau		
Escala	Bottom copper PCB			PLANO NÚMERO 6
1:1				

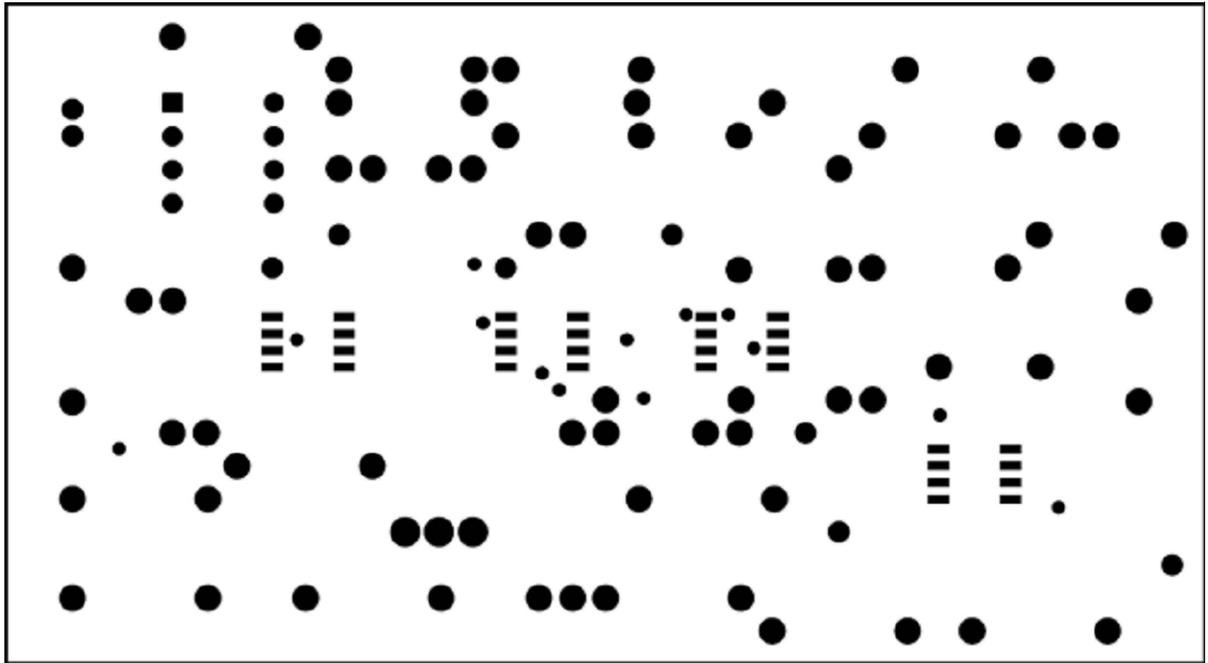


### Referencias de componentes

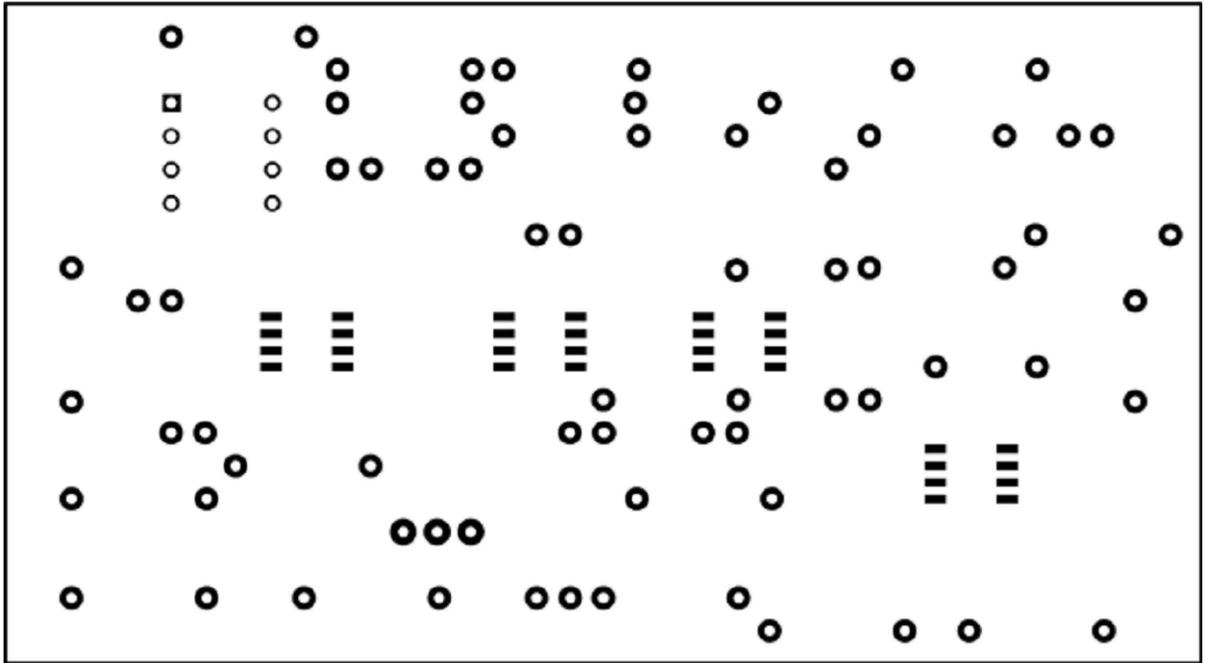
Referencia	Tipo	Valor
C1-C8,C10	Condensadores	224uF
C9	Condensador	2.2uF
R1,R16-R18,R20-R21	Resistencias	10KΩ
R2-R3	Resistencias	18KΩ
R4,R12	Resistencias	2.7KΩ
R5,R13	Resistencias	1.5KΩ
R6-R9	Resistencias	15KΩ
R10-R11	Resistencias	1K2Ω
R4	Resistencia	56Ω
R15	Resistencia	3.3KΩ
R19	Resistencia	5KΩ
U1	Circuito integrado	AD620/INA129P*
U2-U5	Circuitos integrados	ADA4692-2ARZ/ADA4666-2*
D1-D3	Diodos	1N4148
J1	Conector doble	--
J2-J8	Conectores simples	--
RV1	Potenciometro	10KΩ

\*Componentes empleados en el circuito EMG y que se especificarían al fabricante de la PCB

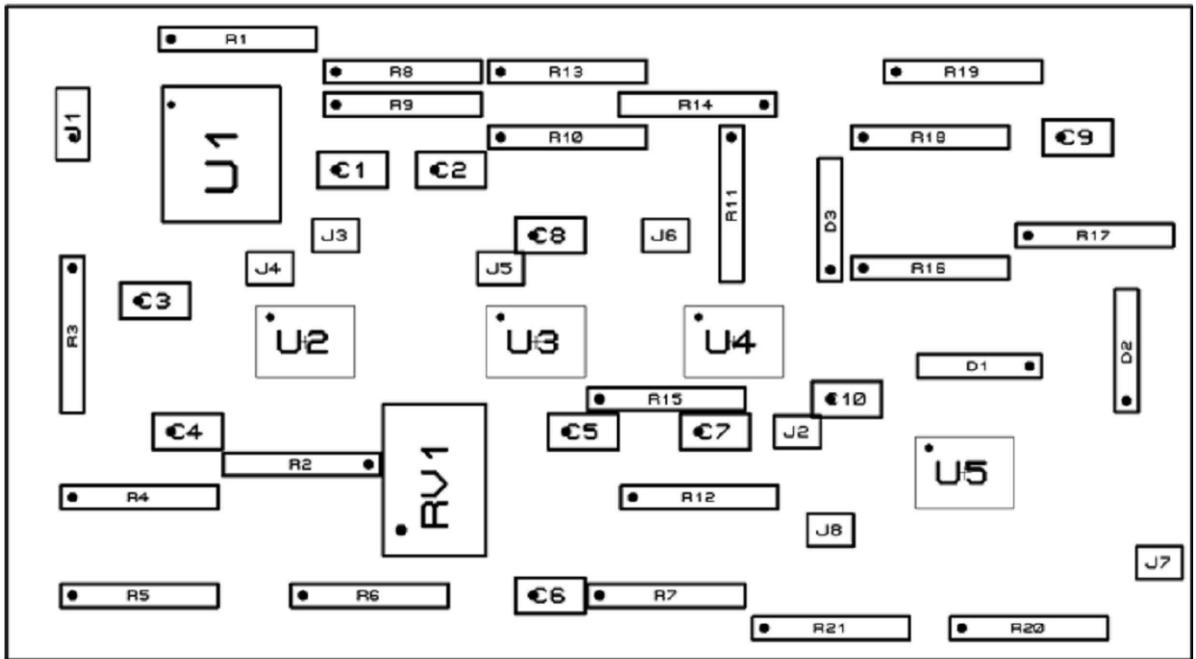
	Fecha	Nombre	Firmas	
Dibujado	22/05/2021	Elena Muñoz Fabra		UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA ESCUOLA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DEL DISEÑO
Comprobado	02/06/2021	Salvador Coll Aranau		
Escala	Serigrafía PCB			PLANO NÚMERO
1:1				7



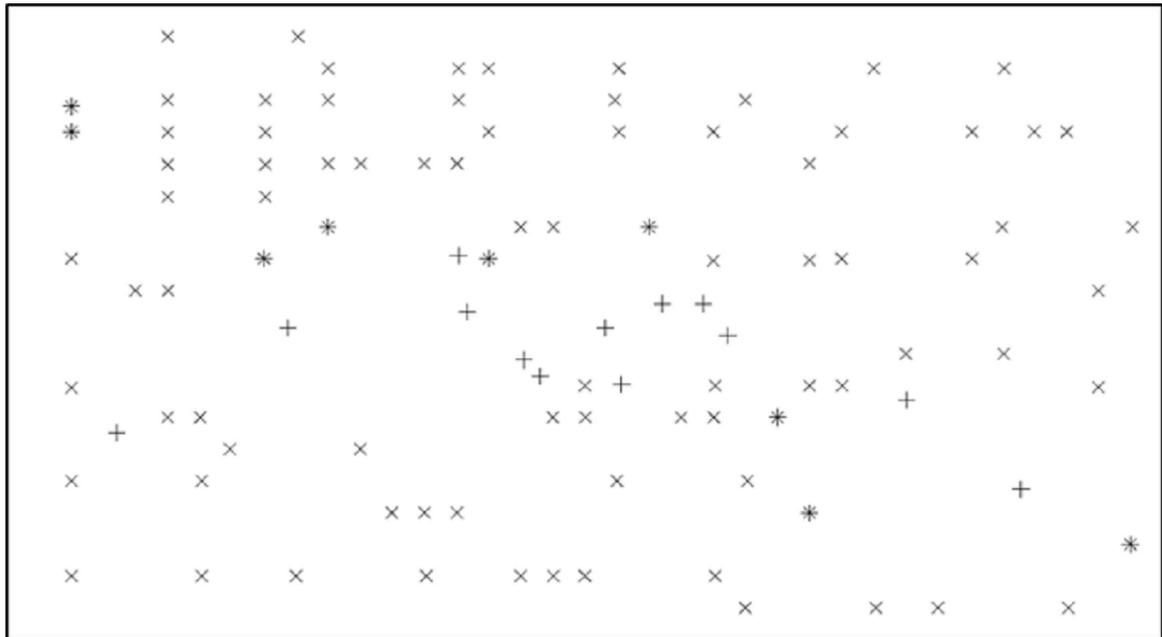
	Fecha	Nombre	Firmas	UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DEL DISEÑO
Dibujado	22/05/2021	Elena Muñoz Fabra		
Comprobado	02/06/2021	Salvador Coll Aranau		
Escala	Máscaras I			PLANO NÚMERO 8
1:1				



	Fecha	Nombre	Firmas	UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DEL DISEÑO
Dibujado	22/05/2021	Elena Muñoz Fabra		
Comprobado	02/06/2021	Salvador Coll Aranau		
Escala	Máscaras II			PLANO NÚMERO 9
1:1				



	Fecha	Nombre	Firmas	
Dibujado	22/05/2021	Elena Muñoz Fabra		UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DEL DISEÑO
Comprobado	02/06/2021	Salvador Coll Aranau		
Escala	Ensamblaje de los componentes en la PCB			PLANO NÚMERO
1:1				10



Taladros		
Símbolo	Diámetro	Cantidad
+	15th	13
×	30th	79
*	32th	9

	Fecha	Nombre	Firmas	
Dibujado	22/05/2021	Elena Muñoz Fabra		UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DEL DISEÑO
Comprobado	02/06/2021	Salvador Coll Aranau		
Escala	Taladro de la PCB			PLANO NÚMERO 11
1:1				

# Documento III: Pliego de condiciones

## 1. Objeto del proyecto

La principal finalidad de este documento es establecer una serie de condiciones que se deben de tener en cuenta a la hora de desarrollar e implementar el circuito EMG explicado. Se tratarán las condiciones relacionadas con los componentes usados (resistencias, condensadores, diodos etc.), las condiciones de la ejecución del mismo y, puesto que va a estar en contacto con personas, presentan una gran importancia las condiciones legales.

## 2. Condiciones de los materiales

### 2.1. Electrodo

#### Descripción

Los electrodos empleados deben de ser superficiales, y serán de tipo Ag/AgCl.

#### Control de calidad

Deberá de comprobarse la buena adhesión de los electrodos en la piel, y la posición en la que se sitúen en el músculo correspondiente, puesto que influirá en la calidad de la señal muscular obtenida.

### 2.2. Resistencias

#### Descripción

Las resistencias utilizadas deben presentar una tolerancia de  $\pm 5\%$ , y deberán corresponder a un valor normalizado de la escala comercial E24.

Además, deben de cumplir ciertas reglamentaciones establecidas en la norma UNE. Así ocurre con la norma UNE-EN 60115-1:2011 sobre especificaciones generales de resistencias para equipos electrónicos [60], y la norma UNE-EN 60062:2016/A1:2019, relacionada con los códigos para el marcado de resistencias de equipos electrónicos [61].

#### Control de calidad

El control de calidad sobre las resistencias consiste en asegurarse que el valor de las mismas sea correcto y corresponden al indicado por las bandas de colores. Para ello, se debe emplear el óhmetro, que permitirá medir dicho valor teniendo en cuenta el rango de tolerancia permitido. Además, será necesario realizar una comprobación visual para asegurar que el componente se encuentra en buenas condiciones, siendo completamente visible las bandas de colores.

## 2.3. Condensadores

### Descripción

Los condensadores empleados deben ser de tipo cerámico con una tolerancia de 10%, y llevar marcados de forma visible su valor.

La normativa relativa a este tipo de componentes electrónico se encuentra en la norma UNE-EN 60384-8:2015: “Especificación intermedia: Condensadores fijos de dieléctrico cerámico, Clase 1”, siendo la más reciente [62].

### Control de calidad

Para asegurar el correcto valor del condensador usado se empleará un capacímetro de precisión y se realizará una revisión de la superficie para asegurar que el valor del condensador sea visible.

## 2.4. Diodos

### Descripción

Los diodos empleados en el circuito deben ser diodos rectificadores 1N4148. Deben de cumplir la normativa UNE-EN 150001:1991 [63], sobre “Especificación marco de detalle: Diodos semiconductores para usos generales.”

### Control de calidad

Con el objetivo de asegurar el correcto uso del diodo, se empleará un multímetro en la configuración adecuada (símbolo de diodo) y se medirá el valor de un extremo a otro. Si aparece en pantalla el valor “OL” significa que el diodo está abierto o polarizado inversamente, y si aparece el valor de la caída de tensión (0.5V-0.8V) esta polarizado de manera directa.

## 2.5. Potenciómetros

### Descripción

El potenciómetro empleado debe de llevar marcado en su superficie el valor y modelo del mismo, y presenta una tolerancia de  $\pm 10\%$ . Además, debe de ajustarse a la norma UNE-EN 60393-2:2016 [64] sobre “Potenciómetros para uso en equipos electrónicos. Parte 2: Especificación intermedia. Potenciómetros de ajuste multivuelta y rotativos”, y la norma UNE-EN 60393-1:2009 sobre la especificación genérica para potenciómetros usado en equipos electrónicos [65].

### Control de calidad

La principal forma de comprobar el ajuste del potenciómetro al valor deseado consiste en emplear el óhmetro para visualizar el valor del mismo con cada giro o vuelta realizado. Es importante también comprobar la normativa UNE 20546-2:1979 [66] que trata “Potenciómetros. Potenciómetros de ajuste multivuelta. Métodos de ensayo y características generales”.

## 2.6. Circuitos integrados

### Descripción

El conjunto de circuitos integrados reúne los amplificadores de instrumentación, amplificadores operacionales y microcontrolador (ADC) empleados en la implementación del proyecto. Estos deben de presentar las patillas correspondientes para su correcta conexión y el código del circuito integrador de manera visible, para que sea reconocible e identificable a primera vista.

### Control de calidad

El control de calidad aplicado a los circuitos integrados consiste en revisar visualmente el aspecto físico del componente y sus patillas. Además, su correcto funcionamiento se deberá de comprobar midiendo las corrientes en sus patillas cuando se encuentre en el circuito.

## 2.7. Batería

### Descripción

Las baterías empleadas para alimentar el circuito deben ser baterías de litio cilíndricas recargables que presentan un voltaje nominal de 3.7V y una capacidad de 5000mAh.

Este tipo de baterías deben de seguir la normativa UNE-EN 61960-3:2017 [67] sobre "Acumuladores con electrolitos alcalinos u otros electrolitos no ácidos. Acumuladores de litio para aplicaciones portátiles. Parte 3: Elementos de litio prismáticos y cilíndricos y acumuladores hechos con ellos."

### Control de calidad

El control de calidad de las baterías consistirá en comprobar que están correctamente cargadas midiendo la diferencia de potencial entre sus extremos.

# 3. Condiciones de la ejecución

### Descripción

La ejecución del circuito EMG se subdivide en dos fases. La primera consiste en la previa simulación del circuito con la intención de realizar pruebas y observar el comportamiento teórico del circuito con los componentes seleccionados. Esta fase es el mejor momento para llevar a cabo cualquier modificación o reajustes del diseño según lo observado en las mediciones y gráficas.

La segunda fase consiste en la implementación posterior del circuito EMG en el laboratorio, tras haber seleccionado los componentes en la fase de simulación. Así, se adquirirán dichos componentes y poco a poco se irán implementando las fases que componen el circuito, teniendo en cuenta las hojas de datos de los fabricantes. Al mismo tiempo se realizarán mediciones, comprobando que se obtienen los resultados esperados.

### Control de calidad

Para asegurar el correcto funcionamiento teórico de cada una de las fases del circuito se emplea la simulación. Así, se deberá de observar la evolución de la señal tras cada una de estas fases mediante gráficos. Para ello, se usará el diagrama de Bode, y las gráficas de las

transformadas de Fourier (FFT), para asegurar la variación del voltaje según la frecuencia debido al efecto de los filtros. Además, se insertarán gráficas analógicas al final de cada una de las fases, para observar el voltaje de la señal y su evolución (amplificación).

En cambio, en el montaje real, cada vez que se implemente una fase se deberá de introducir una señal senoidal en la entrada, proporcionado por el generador de funciones, y se observará la señal de salida. Así, se comprobará el funcionamiento real y se observará la variación de voltaje que se produce en una señal simple, incluyendo pruebas con diversas frecuencias, tras pasar por cada una de las fases diseñadas del circuito EMG. En todo momento se empleará un osciloscopio para observar dichas señales. Además, es preciso disponer en todo momento de las hojas de datos de los componentes proporcionadas por lo fabricantes, para comprobar la correcta implementación de los mismos.

## 4. Pruebas y ajustes finales

Finalmente, una vez comprobado el correcto funcionamiento de las fases por separado, se juntarán y se deberán de comprobar las diversas conexiones. Se volverá a introducir una señal senoidal en la entrada, comprobando, esta vez, que la señal de salida afectada por el conjunto del circuito es la esperada. Siendo este resultado adecuado se podrá proceder a su uso en los ensayos tomando la medida del músculo deseado.

## 5. Condiciones legales

En este proyecto se plantea un prototipo de validación funcional EMG, diseñado para llevar a cabo las pruebas de laboratorio en condiciones controladas, y, además, emplea baterías como fuente de alimentación, por lo que el riesgo eléctrico es nulo. No obstante, en caso de desear escalar el producto a un nivel comercial se deberán de tener en cuenta ciertas leyes, normas y reglamentos aplicables a los dispositivos médicos, como:

- Reglamento (UE) 2017/745: garantiza el buen funcionamiento del mercado interior referido a productos sanitarios (incluyendo los dispositivos médicos para uso humano), y establece normas de calidad y seguridad para asegurar la seguridad de los usuarios [68].
- ISO9001: regula el proceso de control de calidad, facilitando el crecimiento de una manera más responsable y simplificando el cumplimiento normativo [69].
- ISO 13485: establece el sistema de gestión de calidad diseñado concretamente para fabricantes de dispositivos médicos [70].
- ISO14001: regulación medio ambiental para disminuir la producción de residuos, ahorrar energía y reducir la huella de carbono [71].
- OHSAS 18001 / ISO 45001: describe los requisitos que deben de cumplir los sistemas de gestión de salud y seguridad laboral en la industria de los dispositivos médicos para reducir el riesgo y mejorar la contabilidad [72].
- ANSI/AAMI 60601-1 *Medical electrical equipment – Part 1: General requirements for basic safety and essential performance*.

- ISO 14971:2019 *Medical Devices – Application of risk management to medical devices* [73].
- Real Decreto 614/2001: disposiciones mínimas para la protección de la salud y seguridad de los trabajadores frente al riesgo eléctrico [74].
- Real Decreto 773/1997: disposiciones mínimas de seguridad y salud relativas a la utilización por los trabajadores de equipos de protección individual [75].
- UNE-EN 60601-1-2:2015/A1:2021. Equipos electromédicos. Parte 1-2: Requisitos generales para la seguridad básica y características de funcionamiento esencial. Norma colateral: Perturbaciones electromagnéticas. Requisitos y ensayos [76].

# Documento IV: Presupuesto

## 1. Introducción

En este documento se presenta los diversos costes que ha implicado la implementación del circuito EMG desarrollado en este proyecto. El método empleado para los componentes electrónicos es el presupuesto por precios descompuestos, ya que resultaba más sencillo para organizarlo.

En un principio se le otorga una mayor importancia al gasto relacionado con los componentes electrónicos necesarios, puesto que son los que en mayor medida han influenciado al alumno y han podido condicionar la elección de ciertos componentes que presentaban las mismas características. De esta forma, se puede diferenciar diversos apartados en el presupuesto: mano de obra, equipos de trabajo, software y componentes. Finalmente, se presenta una síntesis del presupuesto.

No se ha tenido en cuenta el gasto de agua, luz o los gastos del encargo de la impresión de la PCB, ya que no se llegó a enviar, únicamente los gastos de prototipo de laboratorio.

Para llevar a cabo el presupuesto será necesario establecer cuanto tiempo ha llevado realizar cada fase del total de las horas dedicadas, puesto que el software y el equipo no han sido empleadas en todas ellas:

Tabla 2: tiempo empleado en el proyecto.

Actividad	Nº de horas (h)
Idea y diseño inicial del circuito	30
Estudio de las alternativas	45
Estudio de la viabilidad de la solución elegida	25
Simulación y diseño PCB	15
Implementación y comprobación del circuito	50
Pruebas de funcionamiento	45
Ensayos	5
Análisis de los resultados	5
<b>TOTAL</b>	<b>220</b>

## 2. Mano de obra

Este apartado hace referencia a los costes que se emplearían en personal a la hora de llevar a cabo las distintas fases del proyecto (Tabla 2). En este caso, un ingeniero cualificado puede realizar las distintas tareas cobrando 20€/h. Así, el presupuesto destinado a mano de obra quedaría de la siguiente manera, teniendo en cuenta las diversas tareas:

Tabla 3: coste total de la mano de obra en el proyecto.

Mano de obra			
Actividad	Nº de horas (h)	Coste/hora (€/h)	Coste total
Idea y diseño inicial del circuito	30	20	600,00 €
Estudio de las alternativas	45	20	900,00 €
Estudio de la viabilidad de la solución elegida	25	20	500,00 €
Simulación y diseño PCB	15	20	300,00 €
Implementación y comprobación del circuito	50	20	1.000,00 €
Pruebas de funcionamiento	45	20	900,00 €
Ensayos	5	20	100,00 €
Análisis de los resultados	5	20	100,00 €
<b>TOTAL</b>	<b>220</b>	<b>-</b>	<b>4.400,00 €</b>

### 3. Equipos de trabajo

En este apartado se incluyen aquellos equipos que se han usado para realizar mediciones y proporcionar una fuente de alimentación, y han sido necesarios en las etapas de montaje y fabricación. Para este proyecto de fin de grado dichos equipos han sido prestados por la Universidad Politécnica de Valencia, pero de todas formas se tendrá en cuenta el coste de amortización de los mismos.

Los equipos empleados fueron un multímetro, osciloscopio y un generador de funciones, estos dos últimos fueron empleados en la fase de comprobación del circuito y pruebas de funcionamiento, sumando un total de 95h. El osciloscopio fue empleado de forma equitativa en ambas fases, tanto para medir en las pruebas de funcionamiento como para asegurar el correcto funcionamiento de cada una de las fases en la previa implementación. Para ello, principalmente se introducía como señal de entrada una onda senoidal generada por dicho generador de funciones. El multímetro fue utilizado sobre todo en las fases de implementación y comprobación del circuito, antes de situar cada resistencia o diodo, para asegurar su correcto valor o posición.

Para realizar el coste del cálculo se tomará como porcentaje de amortización anual de equipos electrónicos un 20% [77] del precio total del equipo y teniendo en cuenta las horas dedicadas al proyecto (220h) sobre las horas totales de trabajo en un año (estimando 1700h/año):

$$\text{Coste} = \frac{0.2 \cdot \text{Precio} \cdot 220}{1700}$$

Tabla 4: coste total de los equipos en el proyecto.

Equipos de trabajo		
Materiales	Precio	Coste
DT9205A Multímetro Digital	25,00 €	0,01 €
Generador de funciones ISO-TECH GFG 8216A	249,90 €	8,41 €
Osciloscopio Rigol DS1054Z	290,00 €	9,76 €
<b>TOTAL</b>		<b>18,18 €</b>

## 4. Software

No hay que olvidar el coste que conlleva el uso de los programas y licencias, que en este caso también han podido usarse de forma gratuita gracias a la universidad, pero hay que tenerlos en cuenta para poder realizar tanto la simulación y fase de ADC, como el análisis y observación de los resultados obtenidos en los ensayos.

A diferencia de los equipos de trabajo, los programas informáticos han sido empleados en las fases de simulación y diseño de PCB, ensayos y análisis de los resultados. Para la simulación y realizar el diseño de la PCB, únicamente se empleó Proteus (15h). Durante los ensayos se usaron al mismo tiempo Arduino (gratuito) y MATLAB para captar la señal, convertirla en una señal digital y mostrarla en las gráficas recopiladas en la sección 8.2 (5h para ambas). Por último, durante el tiempo de análisis de resultados únicamente se empleó MATLAB (5h).

En este caso, el software informático presenta una amortización del 33% [77] y el cálculo se hará de la misma forma explicada para los equipos de trabajo:

$$Coste = \frac{0.33 \cdot Precio \cdot 220}{1700}$$

Tabla 5: coste total del software e el proyecto.

Software		
Programa	Precio	Coste
Arduino IDE	- €	- €
MATLAB 2020a	800,00 €	34,16 €
Proteus Design Suite 8.7	792,00 €	33,82 €
<b>TOTAL</b>		<b>67,99 €</b>

## 5. Componentes electrónicos

El coste correspondiente a todos los componentes electrónicos, tanto los que se han necesitado adquirir como los que ya se disponían, se presentan en las siguientes tablas.

### 5.1. Precios elementales

En este apartado se presentan los costes básicos de cada uno de los componentes utilizados:

Tabla 6: costes precios elementales de los componentes electrónicos.

Código	Unidad	Descripción	Precio(€)
U1	U.	INA129P	7,67 €
U2	U.	ADA4666-2	2,22 €
C1	U.	Condensador 224nF	0,08 €
C2	U.	Condensador 2.2uF	0,08 €
R1	U.	Resistencia 10KΩ	0,08 €
R2	U.	Resistencia 2.7KΩ	0,08 €
R3	U.	Resistencia 1.5KΩ	0,08 €
R4	U.	Resistencia 18KΩ	0,08 €
R5	U.	Resistencia 56Ω	0,08 €
R6	U.	Resistencia 1.2KΩ	0,08 €
R7	U.	Resistencia 15KΩ	0,08 €
R8	U.	Resistencia 3.3KΩ	0,08 €
R9	U.	Resistencia de 5kΩ	0,08 €
P	U.	Potenciómetro 10KΩ	1,98 €
Di	U.	Diodo 1N4148	0,08 €
A	U.	Arduino Leonardo + cable micro-USB	20,55 €
B1	U.	Batería 3.7V	7,93 €
Cb	U.	Cables prototipado	0,03 €
Z1	U.	Zócalos grandes	5,79 €
E	U.	Electrodos superficiales	0,10 €
Ce	U.	Conectores electrodos	11,95 €

## 5.2. Precios descompuestos

Se presentan los elementos y el precio de cada una de las fases que forman el circuito EMG completo:

Tabla 7: costes correspondientes a cada fase del circuito EMG (parte I).

Código	Unidad	Descripción	Precio	Cantidad	Total
d0	U.	Material necesario para poder tomar la señal electromiográfica muscular.			
Materiales					
E	U.	Electrodos superficiales	0,10 €	3	0,30 €
Ce	U.	Conectores electrodos	11,95 €	3	35,85 €
				<b>TOTAL</b>	<b>36,15 €</b>
d1	U.	Material empleado en la implementación de la pre-amplificación del sistema EMG			
Materiales					
U1	U.	INA129P	7,67 €	1	7,67 €
R1	U.	Resistencia 10KΩ	0,08 €	1	0,08 €
Cb	U.	Cables prototipado	0,03 €	5	0,15 €
				<b>TOTAL</b>	<b>7,90 €</b>
d2	U.	Elementos necesarios para implementar la fase del filtro de paso alto del sistema EMG			
Materiales					
U2	U.	ADA4666-2	2,22 €	1	2,22 €
C1	U.	Condensador 224nF	0,08 €	2	0,16 €
R4	U.	Resistencia 18KΩ	0,08 €	2	0,16 €
R3	U.	Resistencia 1.5KΩ	0,08 €	1	0,08 €
R2	U.	Resistencia 2.7KΩ	0,08 €	1	0,08 €
Cb	U.	Cables prototipado	0,03 €	3	0,09 €
				<b>TOTAL</b>	<b>2,79 €</b>
d3	U.	Elementos correspondientes al filtro Notch del sistema EMG			
Materiales					
U2	U.	ADA4666-2	2,22 €	1	2,22 €
C1	U.	Condensador 224nF	0,08 €	4	0,32 €
R7	U.	Resistencia 15KΩ	0,08 €	4	0,32 €
P	U.	Potenciómetro 10KΩ	1,98 €	1	1,98 €
Cb	U.	Cables prototipado	0,03 €	10	0,30 €
				<b>TOTAL</b>	<b>5,14 €</b>

Tabla 8: costes correspondientes a cada fase del circuito EMG (parte II).

<b>d4</b>	U.	Elementos correspondientes al filtro de paso bajo y el amplificador del sistema EMG			
Materiales					
<b>U2</b>	U.	ADA4666-2	2,22 €	1	2,22 €
<b>C1</b>	U.	Condensador 224nF	0,08 €	2	0,16 €
<b>R6</b>	U.	Resistencia 1.2KΩ	0,08 €	2	0,16 €
<b>R2</b>	U.	Resistencia 2.7KΩ	0,08 €	1	0,08 €
<b>R3</b>	U.	Resistencia 1.5KΩ	0,08 €	1	0,08 €
<b>R5</b>	U.	Resistencia 56Ω	0,08 €	1	0,08 €
<b>R9</b>	U.	Resistencia de 5kΩ	0,08 €	1	0,08 €
<b>Cb</b>	U.	Cables prototipado	0,03 €	11	0,33 €
<b>TOTAL</b>					<b>3,19 €</b>
<b>d5</b>	U.	Elementos que conformarán la del rectificador de onda completa y el integrador			
Materiales					
<b>U2</b>	U.	ADA4666-2	2,22 €	1	2,22 €
<b>C1</b>	U.	Condensador 224nF	0,08 €	1	0,08 €
<b>R1</b>	U.	Resistencia 10KΩ	0,08 €	4	0,32 €
<b>R9</b>	U.	Resistencia de 5kΩ	0,08 €	1	0,08 €
<b>Di</b>	U.	Diodo 1N4148	0,08 €	2	0,16 €
<b>Cb</b>	U.	Cables prototipado	0,03 €	9	0,27 €
<b>C2</b>	U.	Condensador 2.2uF	0,08 €	1	0,08 €
<b>TOTAL</b>					<b>3,21 €</b>
<b>d6</b>	U.	Componentes correspondientes al detector de envoltete			
Materiales					
<b>R1</b>	U.	Resistencia 10KΩ	0,08 €	1	0,08 €
<b>C1</b>	U.	Condensador 224nF	0,08 €	1	0,08 €
<b>Di</b>	U.	Diodo 1N4148	0,08 €	1	0,08 €
<b>Cb</b>	U.	Cables prototipado	0,03 €	2	0,06 €
<b>TOTAL</b>					<b>0,30 €</b>
<b>d7</b>	U.	Elementos que conformarán la fase de ADC			
Materiales					
<b>A</b>	U.	Arduino Leonardo + cable micro-USB	20,55 €	1	20,55 €
<b>TOTAL</b>					<b>20,55 €</b>
<b>d8</b>	U.	Elementos correspondientes a la alimetación del cicuito.			
Materiales					
<b>B1</b>	U.	Batería 3.7V	7,93 €	4	31,72 €
<b>Z1</b>	U.	Zócalos grandes	5,79 €	2	11,58 €
<b>Cb</b>	U.	Cables prototipado	0,03 €	4	0,12 €
<b>TOTAL</b>					<b>43,42 €</b>

Observación: en esta parte del presupuesto no se tiene en cuenta la mano de obra o equipos empelados debido a la imposibilidad de saber el número de horas dedicadas a la implementación de cada fase.

### 5.3. Precios unitarios

A continuación, se expone el coste de las unidades en concepto:

Tabla 9: coste de cada unidad.

Código	Unidad	Descripción	Precio
<b>d0</b>	U.	Material necesario para poder tomar la señal electromiográfica muscular.	36,15 €
<b>d1</b>	U.	Material empleado en la implementación de la pre-amplificación del sistema EMG	7,90 €
<b>d2</b>	U.	Elementos necesarios para implementar la fase del filtro de paso alto del sistema EMG	2,79 €
<b>d3</b>	U.	Elementos correspondientes al filtro Notch del sistema EMG	5,14 €
<b>d4</b>	U.	Elementos correspondientes al filtro de paso bajo y el amplificador del sistema EMG	3,19 €
<b>d5</b>	U.	Elementos que conformarán la del rectificador de onda completa y el integrador	3,21 €
<b>d6</b>	U.	Componentes correspondientes al detector de envoltete	0,30 €
<b>d7</b>	U.	Elementos que conformarán la fase de ADC	20,55 €
<b>d8</b>	U.	Elementos correspondientes a la alimetación del cicuito.	43,42 €

## 5.4. Precios mediciones

El conjunto de unidades requeridas para implementar el circuito completo es:

Tabla 10: unidades totales requeridas en la implementación.

Código	Unidad	Descripción	Cantidad
d0	U.	Material necesario para poder tomar la señal electromiográfica muscular.	1
d1	U.	Material empleado en la implementación de la pre-amplificación del sistema EMG	1
d2	U.	Elementos necesarios para implementar la fase del filtro de paso alto del sistema EMG	1
d3	U.	Elementos correspondientes al filtro Notch del sistema EMG	1
d4	U.	Elementos correspondientes al filtro de paso bajo y el amplificador del sistema EMG	1
d5	U.	Elementos que conformarán la del rectificador de onda completa y el integrador	1
d6	U.	Componentes correspondientes al detector de envoltete	1
d7	U.	Elementos que conformarán la fase de ADC	1
d8	U.	Elementos correspondientes a la alimetación del cicuito.	1

## 5.5. Valoración

Finalmente se realiza la valoración del presupuesto de los componentes electrónicos, teniendo en cuenta las cantidades y el precio de cada unidad:

Tabla 11: costes electrónicos de la implementación de un circuito EMG.

Unidad	Descripción	Precio(€)	Cantidad	Total
U.	Material necesario para poder tomar la señal electromiográfica muscular.	36,15 €	1	36,15 €
U.	Material empleado en la implementación de la pre-amplificación del sistema EMG	7,90 €	1	7,90 €
U.	Elementos necesarios para implementar la fase del filtro de paso alto del sistema EMG	2,79 €	1	2,79 €
U.	Elementos correspondientes al filtro Notch del sistema EMG	5,14 €	1	5,14 €
U.	Elementos correspondientes al filtro de paso bajo y el amplificador del sistema EMG	3,19 €	1	3,19 €
U.	Elementos que conformarán la del rectificador de onda completa y el integrador	3,21 €	1	3,21 €
U.	Componentes correspondientes al detector de envoltete	0,30 €	1	0,30 €
U.	Elementos que conformarán la fase de ADC	20,55 €	1	20,55 €
U.	Elementos correspondientes a la alimetación del cicuito.	43,42 €	1	43,42 €
			<b>TOTAL</b>	<b>122,65 €</b>

Costando el conjunto de componentes electrónicos de todo el circuito 122,65€.

## 6. Síntesis

Finalmente, uniendo todos los costes desglosados, se obtiene el siguiente presupuesto final, ya incluyendo el IVA, ascendiendo a 4.608,82€:

Tabla 12: resumen del presupuesto del proyecto.

Síntesis	
Concepto	Coste
Mano de obra	4.400,00 €
Equipos de trabajo	18,18 €
Software	67,99 €
Componentes electrónicos	122,65 €
<b>TOTAL</b>	<b>4.608,82 €</b>

# Bibliografía

- [1] Merletti, R; Rainoldi, A. and Farina, D. Myoelectric manifestations of muscle fatigue. En: Merletti, R. and Parker, P. *Electromyography: physiology, engineering and noninvasive applications*. USA. IEEE Press. WileyInterscience. (2004), p. 233-258.
- [2] I. A. Cifuentes. (2010) *Diseño y construcción de un sistema para la detección de señales electromiográficas*. Undergraduate Thesis, Universidad Autónoma de Yucatán.
- [3] S. Bela, R. Szabo, S. Ravi, U. Alessio, and K. Sai. (1990) *A Data Acquisition and Signal Processing System for EMG and Acceleration Signals*. IEEE Proceedings
- [4] Zahak, M. (2012). Signal Acquisition Using Surface EMG and Circuit Design Considerations for Robotic Prosthesis. *Computational Intelligence in Electromyography Analysis - A Perspective on Current Applications and Future Challenges, February*. <https://doi.org/10.5772/52556>
- [5] Hidalgo, M., Tene, G., & Sánchez, A. (2005). Fuzzy control of a robotic arm using EMG signals. *ICIECA 2005: International Conference on Industrial Electronics and Control Applications 2005*, 2005, 6–11. <https://doi.org/10.1109/ICIECA.2005.1644385>
- [6] José María Ferrero Corral, José María Ferrero y de Loma-Osorio, Javier Saiz Rodríguez, Antonio Arnau Vives (1994). *Bioelectrónica. señales bioeléctricas*. Valencia, Universidad Politécnica de Valencia
- [7] Sebastian Aced López. (2012). *Design and construction acquisition system*. Politecnico di torino III. Faculty of Engineering. September.
- [8] Liu, S. H., Lin, C. B., Chen, Y., Chen, W., Huang, T. S., & Hsu, C. Y. (2019). An EMG patch for the real-time monitoring of muscle-fatigue conditions during exercise. *Sensors (Switzerland)*, 19(14). <https://doi.org/10.3390/s19143108>
- [9] De Luca, C. J. (1984). Myoelectrical manifestations of localized muscular fatigue in humans. *Critical Reviews in Biomedical Engineering*, 11(4), 251–279. <https://europepmc.org/article/med/6391814>
- [10] Al-Mulla, M. R., Sepulveda, F., & Colley, M. (2011). A review of non-invasive techniques to detect and predict localised muscle fatigue. *Sensors*, 11(4), 3545–3594. <https://doi.org/10.3390/s110403545>
- [11] Petrofsky, J. S., Glaser, R. M., & Phillips, C. A. (1982). Evaluation of the amplitude and frequency components of the sEMG as an index of muscle fatigue. In *Ergonomics* (Vol. 25, Issue 3, pp. 213–223).

- [12] Thongpanja, S., Phinyomark, A., Phukpattaranont, P., & Limsakul, C. (2013). Mean and median frequency of EMG signal to determine muscle force based on time dependent power spectrum. *Elektronika Ir Elektrotechnika*, 19(3), 51–56. <https://doi.org/10.5755/j01.eee.19.3.3697>
- [13] Thorsen, R., Spadone, R., & Ferrarin, M. (2001). A pilot study of myoelectrically controlled FES of upper extremity. *IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering*, 9(2), 161–168. <https://doi.org/10.1109/7333.928576>
- [14] Christensen, H., Sjøgaard, K., Jensen, B. R., Finsen, L., & Sjøgaard, G. (1995). Intramuscular and surface EMG power spectrum from dynamic and static contractions. *Journal of Electromyography and Kinesiology*, 5(1), 27–36. [https://doi.org/10.1016/S1050-6411\(99\)80003-0](https://doi.org/10.1016/S1050-6411(99)80003-0)
- [15] Fernández, J. M., Acevedo, C., & Tabernig, C. B. (2007). Influencia de la fatiga muscular en la señal electromiográfica de músculos estimulados eléctricamente. In *Revista EIA*.
- [16] Bigland-Ritchie, B., Johansson, R., Lippold, O. C., Smith, S., & Woods, J. J. (1983). Changes in motoneurone firing rates during sustained maximal voluntary contractions. *The Journal of Physiology*, 340(1), 335–346. <https://doi.org/10.1113/jphysiol.1983.sp014765>
- [17] Gazzoni, M., Camelia, F., & Farina, D. (2005). Conduction Velocity of Quiescent Muscle Fibers Decreases During Sustained Contraction. *J Neurophysiol*, 94, 387–394. <https://doi.org/10.1152/jn.01182.2004>
- [18] Li, W., & Sakamoto, K. (1996). The influence of location of electrode on muscle fiber conduction velocity and EMG power spectrum during voluntary isometric contraction measured with surface array electrodes. In *Applied human science : journal of physiological anthropology* (Vol. 15, Issue 1, pp. 25–32). <https://doi.org/10.2114/jpa.15.25>
- [19] Rainoldi, A., Galardi, G., Maderna, L., Comi, G., Lo Conte, L., & Merletti, R. (1999). Repeatability of surface EMG variables during voluntary isometric contractions of the biceps brachii muscle. *Journal of Electromyography and Kinesiology*, 9(2), 105–119. [https://doi.org/10.1016/S1050-6411\(98\)00042-X](https://doi.org/10.1016/S1050-6411(98)00042-X)
- [20] Irman, J. U. C. G. (2006). *Velocity on Concentric and Eccentric Strength of the Biceps Brachii*. 20(2), 390–395.
- [21] Phinyomark, A., Thongpanja, S., Hu, H., Phukpattaranont, P., & Limsakul, C. (2012). The Usefulness of Mean and Median Frequencies in Electromyography Analysis. *Computational Intelligence in Electromyography Analysis - A Perspective on Current Applications and Future Challenges*, October. <https://doi.org/10.5772/50639>
- [22] Kaplanis, P. A., Pattichis, C. S., Hadjileontiadis, L. J., & Roberts, V. C. (2009). Surface EMG analysis on normal subjects based on isometric voluntary

- contraction. *Journal of Electromyography and Kinesiology*, 19(1), 157–171.  
<https://doi.org/10.1016/j.jelekin.2007.03.010>
- [23] Dr. Scott Day.(2002).*Important Factors in Surface EMG Measurement*. Bortec Biomedical Incorporated
- [24] Sarpeshkar, R., Delbruck, T., & Mead, C. A. (1993). White Noise in MOS Transistors and Resistors. *IEEE Circuits and Devices Magazine*, 9(6), 23–29.  
<https://doi.org/10.1109/101.261888>
- [25] Gerdle, B., Karlsson, S., Day, S., & Djupsjöbacka, M. (1999). Acquisition, Processing and Analysis of the Surface Electromyogram. In *Modern Techniques in Neuroscience Research* (pp. 705–755). Springer Berlin Heidelberg.  
[https://doi.org/10.1007/978-3-642-58552-4\\_26](https://doi.org/10.1007/978-3-642-58552-4_26)
- [26] De Luca, G. (2003). Fundamental Concepts in EMG Signal Acquisition. *Distribution, March*, 1–31.
- [27] Sanches, P. R. S., Muller, A. F., Carro, L., Susin, A. A., & Nohama, P. (2007). *Analog reconfigurable technologies for EMG signal processing*. 153–157.
- [28] M. E. Van Valkenburg.(1982). Holt, Rinehart and Winston. *Analog Filter Design*
- [29] Ruiz, A. F., F. J. Brunetti, E. Rocon, A. Forner-Cordero J. L. Pons: *Adquisición y procesado de información EMG en el modelado de sistemas biológicos*. Grupo de Bioingeniería al instituto de Automática Industrial - CSIC.
- [30] JV, Basmajian De Luca CJ: *Muscles Alive. Their Function Revealed by Electromyography*. Williams & Wilkens, 1985.
- [31] Merletti, Roberto, Alberto Botter, Amedeo Troiano, Enrico Merlo Marco Alessandro Minetto: *Technology and instrumentation for detection and conditioning of the surface electromyographic signal: State of the art*. ELSEVIER, 2008
- [32] Cerecedo, D. D., Lozano, P. L., Piedrafita, Ó. C., & Areny, R. P. (n.d.). *señales bioeléctricas externas*. 1–4.
- [33] Greenbaum, E. (1977). The photosynthetic unit of hydrogen evolution. *Science*, 196(4292), 879–880. <https://doi.org/10.1126/science.196.4292.879>
- [34] SENIAM. (n.d.) Retrieved April 5, 2021, from <http://seniam.org/>
- [35] Analog, H. (2011). *FilterPro™ User 's Guide. June 1991*, 1–39.
- [36] *Implementación en VHDL de un Detector de Envolvente para demodulación BFSK*. (n.d.). Retrieved April 6, 2021, from [http://scielo.sld.cu/scielo.php?script=sci\\_arttext&pid=S1815-59282013000200006](http://scielo.sld.cu/scielo.php?script=sci_arttext&pid=S1815-59282013000200006)

- [37] *Sobre de señal - MATLAB envelope - MathWorks España*. (n.d.). Retrieved April 5, 2021, from <https://es.mathworks.com/help/signal/ref/envelope.html>
- [38] Carlo J. De Luca (2006). *Electromyography: Encyclopedia of Medical Devices and Instrumentation*. (John G. Webster Ed.), John Wiley Publisher
- [39] Nuria Masso, Ferran Rey, Dani Romero, Gabriel Gual, Lluís Costa and Ana German(2010). *Surface Electromyography*
- [40] Thakor, N. (2015). Biopotentials and Electrophysiology Measurements. *Telehealth and Mobile Health*, 555–574. <https://doi.org/10.1201/b19147-32>
- [41] Correa-Figueroa, J. L., Morales-Sánchez, E., Huerta-Ruelas, J. A., González-Barbosa, J. J., & Cárdenas-Pérez, C. R. (2016). Sistema de adquisición de señales SEMG para la detección de fatiga muscular. *Revista Mexicana de Ingeniería Biomedica*, 37(1), 17–27. <https://doi.org/10.17488/RMIB.37.1.4>
- [42] Supuk, T. G., Skelin, A. K., & Cic, M. (2014). Design, development and testing of a low-cost sEMG system and its use in recording muscle activity in human gait. *Sensors (Switzerland)*, 14(5), 8235–8258. <https://doi.org/10.3390/s140508235>
- [43] Samarawickrama, K., Ranasinghe, S., Wickramasinghe, Y., Mallehevidana, W., Marasinghe, V., & Wijesinghe, K. (2018). Surface EMG Signal Acquisition Analysis and Classification for the Operation of a Prosthetic Limb. *International Journal of Bioscience, Biochemistry and Bioinformatics*, 8(1), 32–41. <https://doi.org/10.17706/ijbbb.2018.8.1.32-41>
- [44] Voltage, L. O. W. O., Drift, L. O. W., Input, L. O. W., Current, B., Rejection, H. C., Protection, I. O., Range, W. S., Current, L. O. W. Q., Plasticsol-, P. I. N., Ina, T., Amplifier, B., Amplifier, T., Amplifier, R. T. D. S., Instrumentation, M., & Acquisition, D. (1998). *Instrumentation amplifier data acquisition*. *Current*, 1–13.
- [45] Table, D. C. (2019). *INA12x Precision, Low-Power Instrumentation Amplifiers. 1*.
- [46] Power, L., Current, S., Error, T. G., N, P. M., & Cerdip, Q. (2001). *A bipolar input*. *World Wide Web Internet And Web Information Systems*.
- [47] Analog Devices. (2011). OP07 - Ultralow Offset Voltage Operational Amplifier. *OP07 - Ultralow Offset Voltage Operational Amplifier*, 1–16.
- [48] Information, D. (2015). *OPA2x11 1 . 1-nv /  $\sqrt{\text{Hz}}$  Noise , Low Power , Precision Operational Amplifier*.
- [49] April, C. (2008). *Wide bandwidth single JFET operational amplifiers*. *April*, 1–14.
- [50] Sheet, D. (2013). *CMOS RRIO Operational Amplifier. 18 V*.
- [51] *IN914 - Small Signal Diode*. (n.d.). Retrieved April 5, 2021, from [www.onsemi.com](http://www.onsemi.com)

- [52] Microchip Technology. (2007). PIC16F627A/628A/648A. Flash-Based, 8-Bit CMOS microcontrollers with nanoWatt technology. *Data Sheet*.
- [53] *Arduino Mega 2560 Rev3 | Arduino Official Store*. (n.d.). Retrieved April 14, 2021, from <https://store.arduino.cc/arduino-mega-2560-rev3>
- [54] Mcu, A. R. M., & Flash, K. B. (2016). *STM32F071x8 STM32F071xB Rev5.0*. September.
- [55] Moreno Sanz, Á. (2017). *Procesado Avanzado De Señal Emg*. 26–33. [https://e-archivo.uc3m.es/bitstream/handle/10016/28105/TFG\\_Alvaro\\_Moreno\\_Sanz\\_2017.pdf?sequence=1&isAllowed=y](https://e-archivo.uc3m.es/bitstream/handle/10016/28105/TFG_Alvaro_Moreno_Sanz_2017.pdf?sequence=1&isAllowed=y)
- [56] Mathewson, K. E., Harrison, T. J. L., & Kizuk, S. A. D. (2016). *High and dry? Comparing active dry EEG electrodes to active and passive wet electrodes*. *Psychophysiology*, *54*(1), 74–82. doi:10.1111/psyp.12536
- [57] *Examples of Electromyograms v1.0.0*. (n.d.). Retrieved November 24, 2020, from <https://physionet.org/content/emgdb/1.0.0/>
- [58] *Arduino + Matlab: adquisición de datos*. (n.d.). Retrieved May 18, 2021, from <https://wechoosethemoon.es/2011/07/15/arduino-matlab-adquisicion-de-datos/>
- [59] *Examples of Electromyograms v1.0.0*. (n.d.). Retrieved May 18, 2021, from <https://physionet.org/content/emgdb/1.0.0/>
- [60] *UNE-EN 60115-1:2011 (Ratificada) Resistencias fijas para uso e...* (n.d.). Retrieved June 2, 2021, from <https://www.aenor.com/normas-y-libros/buscador-de-normas/UNE?c=N0048757>
- [61] *UNE-EN 60062:2016/A1:2019 (Ratificada) Códigos para el mercado...* (n.d.). Retrieved June 2, 2021, from <https://www.aenor.com/normas-y-libros/buscador-de-normas/UNE?c=N0062773>
- [62] *UNE-EN 60384-8:2015 (Ratificada) Condensadores fijos para uso ...* (n.d.). Retrieved June 2, 2021, from <https://www.aenor.com/normas-y-libros/buscador-de-normas/UNE?c=N0054938>
- [63] *UNE-EN 150001:1991 (Ratificada) Especificación marco de detall...* (n.d.). Retrieved June 2, 2021, from <https://www.aenor.com/normas-y-libros/buscador-de-normas/UNE?c=N0015272>
- [64] *UNE-EN 60393-2:2016 (Ratificada) Potenciómetros para uso en eq...* (n.d.). Retrieved June 2, 2021, from <https://www.aenor.com/normas-y-libros/buscador-de-normas/UNE?c=N0056494>
- [65] *UNE-EN 60393-1:2009 (Ratificada) Potenciómetros para uso en eq...* (n.d.). Retrieved June 2, 2021, from <https://www.aenor.com/normas-y-libros/buscador-de-normas/UNE?c=N0044178>

- [66] *UNE 20546-2:1979 Potenciómetros. Potenciómetros de ajuste mult...* (n.d.). Retrieved June 2, 2021, from <https://www.aenor.com/normas-y-libros/buscador-de-normas/UNE?c=N0001391>
- [67] *UNE-EN 61960-3:2017 (Ratificada) Acumuladores con electrolitos...* (n.d.). Retrieved June 2, 2021, from <https://www.aenor.com/normas-y-libros/buscador-de-normas/UNE?c=N0058376>
- [68] *REGLAMENTO(UE) 2017/745 DEL PARLAMENTO EUROPEO Y DEL CONSEJO de 5 de abril de 2017 - sobre los productos sanitarios, por el que se modifican la Directiva 2001/ 83/ CE, el Reglamento (CE) n.o 178/ 2002 y el Reglamento (CE) n.o 1223/ 2009 y por el que se derogan las Directivas 90/ 385/ CEE y 93/ 42/ CEE del Consejo.* (n.d.).
- [69] *ISO 9001:2015 Quality management systems -- Requirements.* (n.d.). Retrieved June 2, 2021, from <https://www.aenor.com/normas-y-libros/buscador-de-normas/iso/?c=062085>
- [70] *UNE-EN ISO 13485:2016 Productos sanitarios. Sistemas de gestió...* (n.d.). Retrieved June 2, 2021, from <https://www.aenor.com/normas-y-libros/buscador-de-normas/une?c=N0056668>
- [71] *ISO 14001:2015 Environmental management systems -- Requirement...* (n.d.). Retrieved June 2, 2021, from <https://www.aenor.com/normas-y-libros/buscador-de-normas/iso/?c=060857>
- [72] *ISO 45001:2018 Occupational health and safety management syste...* (n.d.). Retrieved June 2, 2021, from <https://www.aenor.com/normas-y-libros/buscador-de-normas/iso/?c=063787>
- [73] *ISO 14971:2019 Medical devices -- Application of risk manageme...* (n.d.). Retrieved June 2, 2021, from <https://www.aenor.com/normas-y-libros/buscador-de-normas/iso/?c=072704>
- [74] *BOE.es - BOE-A-2001-11881 Real Decreto 614/2001, de 8 de junio, sobre disposiciones mínimas para la protección de la salud y seguridad de los trabajadores frente al riesgo eléctrico.* (n.d.). Retrieved June 2, 2021, from <https://www.boe.es/buscar/act.php?id=BOE-A-2001-11881>
- [75] *BOE.es - BOE-A-1997-12735 Real Decreto 773/1997, de 30 de mayo, sobre disposiciones mínimas de seguridad y salud relativas a la utilización por los trabajadores de equipos de protección individual.* (n.d.). Retrieved June 2, 2021, from <https://www.boe.es/buscar/act.php?id=BOE-A-1997-12735>
- [76] *UNE-EN 60601-1-2:2015 (Ratificada) Equipos electromédicos. Par...* (n.d.). Retrieved June 2, 2021, from <https://www.une.org/encuentra-tu-norma/busca-tu-norma/norma/?c=N0055535>

[77] *Tabla de coeficientes de amortización lineal.* - *Agencia Tributaria.* (n.d.).

Retrieved June 2, 2021, from

[https://www.agenciatributaria.es/AEAT.internet/Inicio/\\_Segmentos\\_/Empresas\\_y\\_profesionales/Empresas/Impuesto\\_sobre\\_Sociedades/Periodos\\_impositivos\\_a\\_partir\\_de\\_1\\_1\\_2015/Base\\_imponible/Amortizacion/Tabla\\_de\\_coeficientes\\_de\\_amortizacion\\_lineal\\_.shtml](https://www.agenciatributaria.es/AEAT.internet/Inicio/_Segmentos_/Empresas_y_profesionales/Empresas/Impuesto_sobre_Sociedades/Periodos_impositivos_a_partir_de_1_1_2015/Base_imponible/Amortizacion/Tabla_de_coeficientes_de_amortizacion_lineal_.shtml)