



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA



Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA

Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño

CONTROL DE SERVOMOTORES CON LA TARJETA DISCOVERY MEDIANTE ELECTROMIOGRAFÍA

TRABAJO FINAL DEL

Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática

REALIZADO POR

Julio Lorenzo Caro Silva

TUTORIZADO POR

Ranko Zotovic Stanisic

RESUMEN

El objetivo de este trabajo es la implementación de un sistema de control de servomotores mediante electromiografía a través de la tarjeta *STM32 Discovery*, enfocado a aplicaciones como prótesis robóticas o exoesqueletos. Para llevar a cabo este objetivo, se ha realizado una serie de procesos de selección de sensores y componentes eléctricos, diseño de un circuito de acondicionamiento de señales mioeléctricas y programación de microcontroladores.

Este documento presenta los conocimientos esenciales sobre anatomía y electromiografía, y las características eléctricas de los componentes analógicos y digitales empleados en la realización del proyecto.

Estos conocimientos se han puesto en práctica para detectar la actividad mioeléctrica de varios grupos musculares del brazo con métodos no invasivos, diseñar e implementar un circuito analógico de acondicionamiento de señal y programar una aplicación capaz de interpretar la señal y actuar en consecuencia sobre la posición de un servomotor.

Se muestran los resultados obtenidos con pruebas experimentales sobre un sujeto, y conclusiones basadas en estos resultados.

Por último, de acuerdo con estas conclusiones y la revisión de la etapa experimental, se proponen posibles optimizaciones y futuras líneas de trabajo en relación con la temática de este proyecto, con vistas a la aplicación sobre prótesis y exoesqueletos reales.

Palabras clave

Electromiografía, control, servomotor, músculo, prótesis, señal bioeléctrica, procesamiento de señal.

ABSTRACT

The aim of this project is the implementation of a control system for a servomotor using electromyography techniques and the *STM32 Discovery* kit, focusing on applications in the field of prosthetics and exoskeletons. In order to fulfill this objective, a selection process for sensors and electric components has been required, as well as the design of a myoelectric signal conditioning circuit and microcontroller programming.

This document presents the essential background on anatomy, electromyography and electrical characteristics of analog and digital components used in the implementation process of this project.

This background has been put into practice for detecting myoelectric activity on the arm muscles with non-invasive methods, designing and implementing an analog signal conditioning circuit, and programming an application in order to interpret the signal and act on the servomotor's position.

The results of experimental testing on a subject are shown, with conclusions based on these results.

Finally, following these conclusions and after a revision of the experimental stage, improvements and future work lines are suggested, based on the application on real prosthesis and exoskeletons.

Keywords

Electromyography, control, servomotor, muscle, prosthesis, bioelectric signal, signal processing.

ÍNDICE

1	INTRODUCCIÓN Y JUSTIFICACIÓN	1
1.1	INTRODUCCIÓN	1
1.2	OBJETIVOS	1
2	ANATOMÍA	2
2.1	ANATOMÍA DEL BRAZO	3
2.1.1	APERTURA Y CIERRE DE MANO	4
2.1.2	CONTRACCIÓN DE TRÍCEPS BRAQUIAL.....	6
2.1.3	CONTRACCIÓN DE DORSAL ANCHO	7
2.1.4	ZONAS DE REFERENCIA	8
3	ELECTROMIOGRAFÍA	9
3.1	HISTORIA DE LA ELECTROMIOGRAFÍA.....	9
3.2	TÉCNICAS EMG	10
3.2.1	TIPOS DE ELECTRODOS.....	10
3.2.2	TÉCNICAS EN LA COLOCACIÓN DE ELECTRODOS DE SUPERFICIE.....	13
3.3	NORMATIVA PARA ELECTROMIOGRAFÍA	15
3.4	ELECCIÓN DE TÉCNICA Y MATERIAL	15
3.4.1	ELECCIÓN DE ELECTRODOS	15
3.4.2	CONFIGURACIÓN DE ELECTRODOS	16
4	ACONDICIONAMIENTO DE SEÑAL.....	17
4.1	CARACTERÍSTICAS DE LA SEÑAL EMG	17
4.2	DIAGRAMA DE BLOQUES.....	19
4.3	DISEÑO DEL CIRCUITO	20
4.3.1	PREAMPLIFICACIÓN.....	20
4.3.2	FILTRADO	23
4.3.3	AMPLIFICACIÓN.....	29
4.3.4	ALIMENTACIÓN UNIPOLAR	33
5	SIMULACIÓN.....	34
5.1	PREAMPLIFICACIÓN.....	34
5.2	FILTRADO.....	35
5.2.1	ALIMENTACIÓN SIMÉTRICA.....	36
5.2.2	ALIMENTACIÓN UNIPOLAR	38
5.3	AMPLIFICACIÓN.....	41
5.4	ETAPA DE REFERENCIA.....	43
5.5	DISEÑO COMPLETO	44
6	IMPLEMENTACIÓN FÍSICA	45

6.1	IMPLEMENTACIÓN DE LA ETAPA DE FILTRADO	45
6.2	IMPLEMENTACIÓN DEL CIRCUITO COMPLETO	48
7	IMPLEMENTACIÓN EN <i>ARDUINO UNO</i>	50
7.1	PROCESADO DE SEÑAL	50
7.2	CONTROL TODO/NADA	55
7.3	CONTROL POR INTENSIDAD DE SEÑAL EMG	56
8	IMPLEMENTACIÓN EN LA TARJETA <i>STM32F4 DISCOVERY</i>	57
8.1	CONFIGURACIÓN DE PUERTOS	58
8.2	ADAPTACIÓN DEL CÓDIGO	62
9	CONCLUSIÓN	63
10	FUTURAS LÍNEAS DE TRABAJO	64
11	PRESUPUESTO	66
11.1	COSTE DEL PERSONAL	66
11.2	COSTE DE EQUIPO Y LICENCIAS DE SOFTWARE	67
11.3	COSTE DEL PROTOTIPO	68
11.4	PRESUPUESTO TOTAL DEL PROYECTO	69
12	BIBLIOGRAFÍA	70
13	ANEXOS	73
13.1	HOJAS DE CARACTERÍSTICAS	73
13.1.1	Amplificador de Instrumentación AD620	73
13.1.2	Amplificador Operacional TL071x	77
13.1.3	Amplificador Operacional Dual TL082x	81
13.1.4	Microservo SG90	84
13.2	CÓDIGO GENERADO PARA <i>ARDUINO</i>	85
13.3	CÓDIGO PARA <i>STM DISCOVERY</i> A PARTIR DE LA PLANTILLA GENERADA EN <i>STM32CUBEMX</i>	87

1 INTRODUCCIÓN Y JUSTIFICACIÓN

1.1 INTRODUCCIÓN

El aparato locomotor humano siempre ha despertado una gran fascinación en científicos e ingenieros, principalmente debido a su gran cantidad de grados de libertad, la rapidez en la respuesta ante los estímulos nerviosos y la precisión con la que se pueden realizar todo tipo de movimientos. Sin embargo, estas características también suponen un inmenso desafío a la hora de intentar replicar las extremidades humanas con la tecnología de la que se dispone actualmente.

Las aplicaciones de mecanismos que emulen el comportamiento del aparato locomotor humano son incontables. Algunos ejemplos de ellas son las prótesis robóticas para la sustitución de extremidades en personas con una pérdida parcial o total de ellas, exoesqueletos que permiten mejorar la movilidad y la fuerza del cuerpo humano para llevar a cabo tareas de mayor exigencia física, o maquinaria con brazos robóticos para automatizar procesos y realizarlos con mayor rapidez y precisión que un ser humano.

Otro gran obstáculo en el diseño de prótesis robóticas y exoesqueletos es la implementación de un sistema de control que sea intuitivo, preciso y rápido. En otras palabras, debe ser lo más similar posible al control de una extremidad propia. Los dos métodos más importantes actualmente consisten en la detección de activación muscular (electromiografía) y en la adquisición de ondas cerebrales (interfaz cerebro-computadora).

1.2 OBJETIVOS

El proyecto llevado a cabo para la realización del presente Trabajo de Fin de Grado consiste en el diseño e implementación de un sistema de control de un servomotor mediante electromiografía (en adelante EMG), utilizando el kit *STM32 Discovery*.

El enfoque de este proyecto es implementar, a través de un método no invasivo, el control de un servomotor para tres tipos de actividad muscular distintos: mediante el movimiento de apertura y cierre de la mano, mediante la contracción del tríceps braquial, y mediante la contracción del dorsal ancho. Este enfoque resulta especialmente interesante debido a que permitiría controlar una mano protésica mediante contracciones de músculos que apenas interfieren con el movimiento del resto del brazo, para prácticamente cualquier nivel de amputación o ausencia de la extremidad. Cabe destacar que el diseño final deberá estar preparado para ser alimentado a través de baterías, debido a que se trata de emular el circuito incorporado a una prótesis.

Para definir este enfoque y concretar aún más el objetivo, ha resultado imprescindible el estudio previo de la anatomía del brazo y de la materia de EMG. Una vez se ha contado con conocimientos básicos sobre estos campos, se ha podido elaborar una serie de etapas para la ejecución del proyecto:

- Documentación: Recopilación de información sobre proyectos similares, técnicas más utilizadas, grupos musculares involucrados en el movimiento del brazo, características de los sensores EMG y de las señales que pueden adquirir, etc.

- Elección de técnica y material específico de EMG: Determinar el tipo de sensor desde el comienzo permite afrontar el diseño del proyecto conociendo las características de la señal a procesar. Adicionalmente, la elección del tipo de sensor determina también la técnica dentro del campo de la EMG para la realización del proyecto.
- Diseño del circuito de amplificación y filtrado: Las señales captadas mediante EMG son muy débiles y están enmascaradas por distintos tipos de ruido, por lo que el diseño de un circuito de acondicionamiento es imprescindible. El proceso de diseño cuenta con varias fases, empezando por un diagrama de bloques que define las etapas en el procesado de la señal y, posteriormente, el diseño específico de cada una de ellas. Con la ayuda de software de diseño electrónico, se verifica el correcto funcionamiento de cada etapa antes de la implementación física.
- Montaje del circuito de amplificación y filtrado: Una vez el diseño y simulación del circuito se han realizado, se procede a implementarlo en una placa de prototipo y visualizar la señal EMG. El objetivo es que, al final de esta etapa, la señal sea lo suficientemente intensa y clara como para poder conectarla a la entrada de la tarjeta *Discovery*.
- Conexión del servomotor y programación: Se implementa el código que permite reconocer el movimiento realizado en el brazo a partir de la señal obtenida en el apartado anterior, y proporciona la respuesta correspondiente a través del servomotor conectado a la salida de la tarjeta *Discovery*. Se ha de comprobar que el funcionamiento es correcto y cumple con lo esperado.
- Conclusión: Basándose en los resultados, se comprueba la viabilidad de implementar este sistema en los tres casos establecidos en el enfoque inicial, a distintas alturas del brazo. Se analizan posibles líneas de trabajo en el futuro y formas de optimizar el sistema.

2 ANATOMÍA

Debido a que la electromiografía es una materia centrada en la adquisición de señales bioeléctricas responsables de la contracción de músculos esqueléticos, es necesario entender, en primer lugar, la naturaleza de estas señales.

Las señales bioeléctricas son el primer eslabón en el proceso de contracción muscular. Son un tipo de señales biomédicas de origen eléctrico que portan información que, de ser decodificada, resulta muy útil [1] no sólo para el diagnóstico, sino para otras aplicaciones, como la de este proyecto. En el caso de la electromiografía, hay dos tipos de señales bioeléctricas involucradas. La primera es la señal de excitación enviada por el cerebro cuando precisa de un grupo muscular para realizar alguna acción, y es transmitida a través del Sistema Nervioso Central hasta estos grupos musculares, concretamente, hasta las llamadas «unidades motoras». Las unidades motoras son puntos de unión entre fibras musculares y neuronas del sistema nervioso. Mientras se requiera el uso de ese grupo

muscular, las unidades motoras involucradas seguirán recibiendo pulsos de excitación, y generarán potenciales de acción (en inglés, *Motor Unit Action Potential* o *MUAP*).

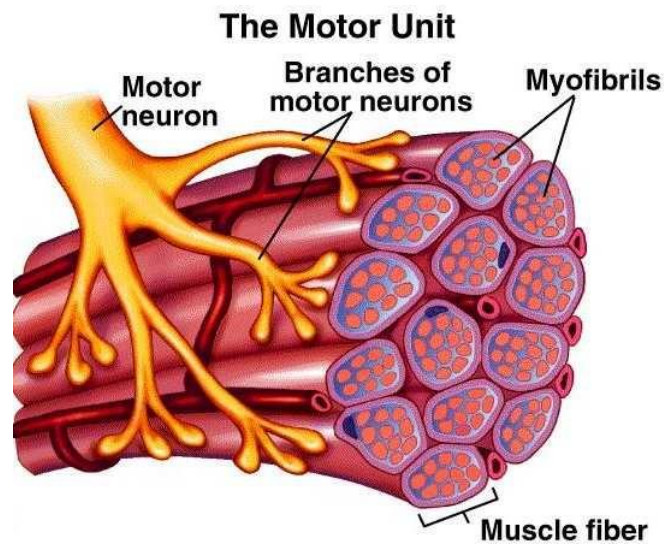


Figura 1 - Diagrama de unidad motora [2].

Estos potenciales se producen por la despolarización de membranas celulares de las fibras musculares [2]. La superposición de potenciales de acción de unidades consecutivas es lo que se identifica mediante sensores electromiográficos como señal EMG y, por lo tanto, son las que resultan de interés en este proyecto.

2.1 ANATOMÍA DEL BRAZO

En la introducción, se ha expuesto el enfoque general de este proyecto. El objetivo principal está subdividido en tres casos diferentes, capaces de controlar una mano protésica sin interferir con otros movimientos del brazo, para cualquier nivel de amputación.

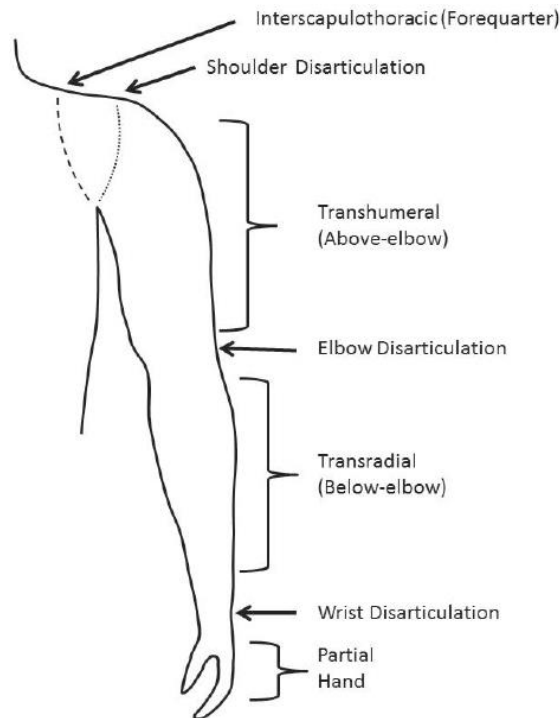


Figura 2 - Diagrama de niveles de amputación de miembro superior [3].

Para ello, se han establecido tres grupos musculares en los que se pretende captar la señal EMG correspondiente. Es necesario conocer la ubicación de dichos músculos y, en la medida de lo posible, estimar la intensidad de la señal EMG que generan para poder determinar la amplificación para acondicionar la señal y la colocación de los sensores.

2.1.1 APERTURA Y CIERRE DE MANO

Los músculos responsables de la apertura y cierre de la mano se encuentran en el antebrazo, y son accesibles mediante electromiografía incluso en personas con niveles de amputación parcial de mano (*Partial Hand*), desarticulación de muñeca (*Wrist Disarticulation*) y, dependiendo de la altura, amputación transradial. Este caso supondría un control muy intuitivo de una prótesis de mano, dado que las contracciones que activan el movimiento de la prótesis son análogos al control de la mano humana, en el caso de la apertura y cierre.

El movimiento en concreto cuya actividad muscular se desea detectar es la flexión de los dedos, exceptuando el pulgar, y su relajación o ausencia de flexión. Estos dos parámetros representarían el cierre y apertura de una mano protésica. Los músculos encargados de realizar este movimiento se denominan músculos flexores, y ocupan la región del antebrazo anterior, dispuestos en distintas capas [4]. Sin embargo, sólo las capas más superficiales resultan de interés para métodos de detección de señal EMG no invasivos.

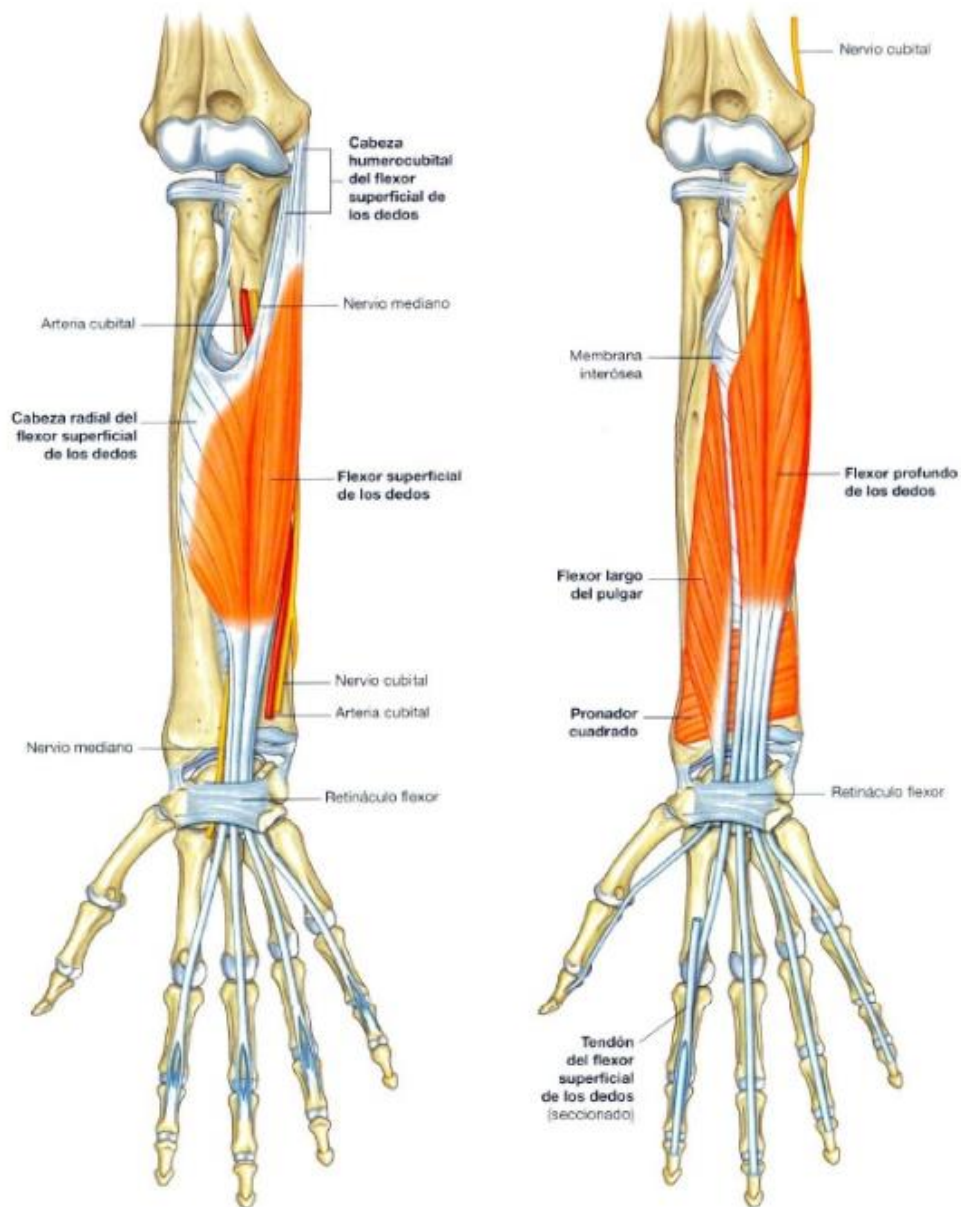


Figura 3 - Músculos del antebrazo anterior [5].

Los planos de interés del antebrazo anterior son los mostrados en la figura 3. Al nivel más superficial, se encuentra el flexor superficial de los dedos. Su contracción, a través de los tendones conectados a los dedos, crea la tracción que permite el cierre de la mano, exceptuando al pulgar. De manera similar, en una capa a mayor profundidad, se encuentra el flexor profundo de los dedos.

Una manera de detectar la situación de estos músculos a la hora de realizar pruebas experimentales sobre un sujeto consiste en realizar la flexión de los dedos de la mano y palpar la zona del antebrazo anterior en la que se encuentran estos músculos, aproximadamente. Se detectará mayor rigidez sobre los músculos que están realizando la contracción. Los sensores deberán colocarse lo más alejados posible de las inserciones tendinosas, con el objetivo de detectar la mayor actividad posible sobre el vientre muscular.

2.1.2 CONTRACCIÓN DE TRÍCEPS BRAQUIAL

La contracción del tríceps resulta de especial interés debido a que se puede realizar sin causar movimiento en el brazo. Esto implica que, en la implementación de una prótesis para niveles de amputación que superan a los músculos de apertura y cierre de la mano, no sería necesario sacrificar uno de los movimientos del brazo para el control de la mano. Sin embargo, dificulta en cierta medida la flexión al nivel del codo llevada a cabo por la contracción del bíceps, debido a que son músculos antagonistas. El tríceps es accesible mediante electromiografía en los casos de amputación parcial de mano, desarticulación de muñeca, amputación transradial y, en algunos casos, amputación transhumeral. La viabilidad de utilizar la señal generada mediante la contracción del tríceps se analizará tras realizar pruebas experimentales en la captación de su señal EMG.

El músculo tríceps braquial es un músculo de tres cabezas, a las que se les da el nombre de vasto interno, vasto externo y vasto medio o largo. Este músculo ocupa casi la totalidad de la parte posterior del húmero [6] y su función es, principalmente, la extensión del codo.



Figura 4 - Tríceps braquial, con vasto externo destacado en verde [7].

El vasto externo puede tensarse para prácticamente cualquier posición del brazo. Esta tensión se puede llegar a realizar de forma instintiva al cerrar con firmeza el puño, por lo que puede funcionar como control de apertura y cierre de una prótesis de mano. Sin embargo, esta tensión puede entorpecer el movimiento de flexión y extensión del codo. De

manera similar al caso anterior, la colocación de los sensores se puede determinar palpando sobre la superficie del vasto externo mientras se produce la contracción mencionada. Los sensores deberán colocarse sobre el vientre muscular de forma aproximada, para optimizar la detección de actividad muscular.

2.1.3 CONTRACCIÓN DE DORSAL ANCHO

De manera similar al caso anterior, cuando los músculos responsables de la apertura y cierre de la mano no son accesibles mediante electromiografía, resulta interesante analizar la contracción del dorsal, ya que se puede realizar sin generar movimiento en el brazo. Adicionalmente, esta contracción no dificulta otros movimientos del brazo, aunque puede resultar incómodo mantener dicha tensión. El dorsal es accesible mediante electromiografía en cualquiera de los casos de amputación de miembro superior, con posibles excepciones. La viabilidad de la implementación de este método se evaluará tras las pruebas experimentales.

El nombre de este músculo es el dorsal ancho y, como su nombre sugiere, se trata del músculo más ancho del cuerpo humano. Es uno de los músculos que forman el pliegue de la axila, donde es el más grueso y, por lo tanto, fácil de palpar. Sus funciones más importantes son la extensión, abducción, flexión y rotación interna de la articulación del hombro.



Figura 5 - Dorsal ancho [6].

Para localizar la zona de colocación de los sensores, es preciso tensar el dorsal y palpar la zona cercana a la axila. Lo sensores se colocarán sobre la superficie de la zona con mayor rigidez, ya que esto es indicativo de actividad muscular intensa.

2.1.4 ZONAS DE REFERENCIA

Como se desarrollará en apartados siguientes, los electrodos EMG de superficie necesitan estar referenciados a una parte del cuerpo con nula actividad muscular. Es decir, es necesario encontrar zonas donde la estructura esquelética bajo la piel esté cubierta por el menor tejido muscular posible, y colocar un electrodo de referencia en esa zona.

Para aplicaciones como prótesis o exoesqueletos, resulta práctico agrupar todos los electrodos correspondientes a la detección de un músculo en una zona relativamente pequeña, para permitir un diseño del dispositivo que tan solo abarque la zona del cuerpo de interés, para mayor comodidad del usuario.

Por ello, se han determinado dos zonas de colocación del electrodo de referencia. En el caso de colocar los sensores en el antebrazo para la detección de la apertura y cierre de la mano, el lugar óptimo para la referencia es el codo. Concretamente, el electrodo se situará sobre el olécranon.

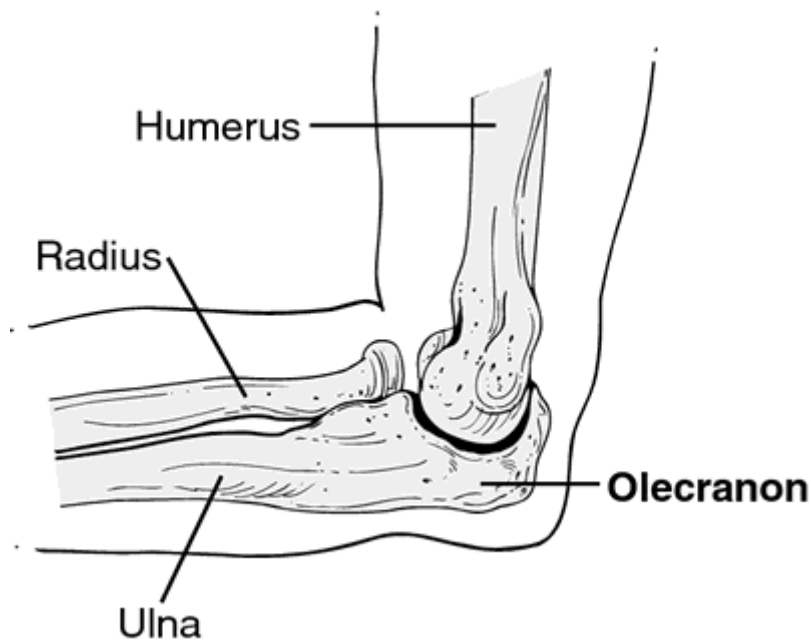


Figura 6 - Huesos del codo [8].

El olécranon es fácilmente detectable, ya que se trata de la punta del codo. Apenas cuenta con tejido muscular sobre él, por lo que es ideal para el electrodo de referencia. Es un lugar muy común en las prácticas de EMG de superficie para la colocación de este electrodo. Adicionalmente, en los casos en los que los flexores del antebrazo anterior son accesibles, el olécranon también lo será, dado que sería necesario un nivel de amputación superior a los flexores para no disponer de él para la referencia.

En el caso de la detección de señal EMG de tríceps braquial y dorsal ancho, se ha establecido la zona superficial sobre el acromion (*acromion process*) o la espina de la escápula (*spine of scapula*).

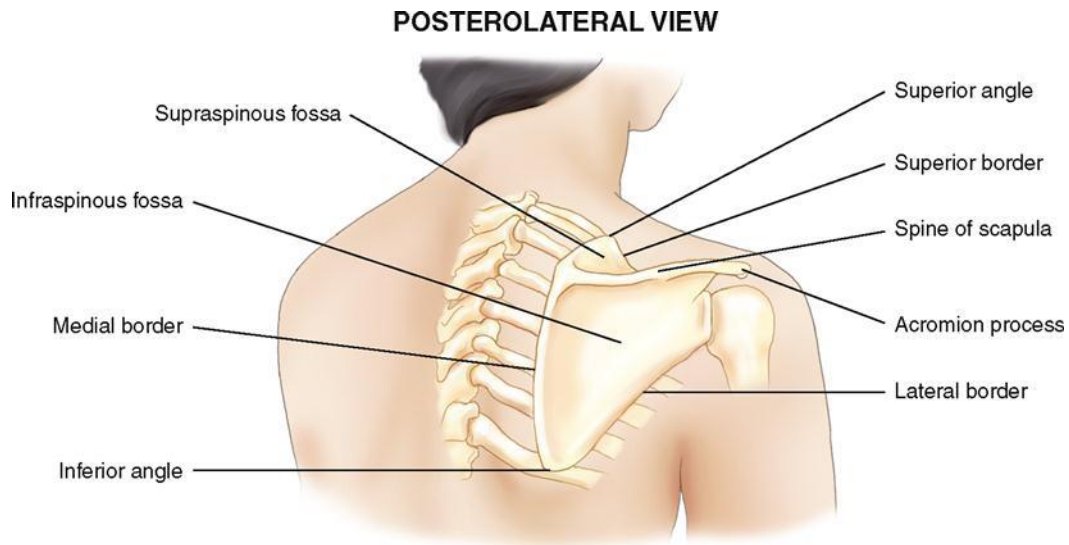


Figura 7 - Anatomía del hombro [9].

En ambas zonas existe poco tejido muscular superpuesto sobre el hueso, por lo que también es fácilmente palpable y, por lo tanto, una zona adecuada para la referenciación de electrodos de superficie.

3 ELECTROMIOGRAFÍA

La electromiografía es el estudio del funcionamiento muscular a través del análisis de las señales eléctricas que los músculos emanan [11]. Se trata de una materia dentro del campo de la Ingeniería Biomédica. Es una disciplina compleja, ya que engloba conocimientos tanto de electrónica como de medicina, y es la combinación de estas dos materias la que permite recopilar información muy útil sobre el estado fisiológico muscular para realizar diagnósticos con mayor precisión, evaluar la fatiga muscular o detectar actividad muscular incluso cuando no se realiza un movimiento.

La detección de esta actividad se realiza mediante sensores, llamados electrodos, de una amplia variedad en cuanto al método de aplicación, adquisición de señal, señal de salida y más factores. Sin embargo, siempre tienen como entrada y salida magnitudes de naturaleza eléctrica, por lo que son sensores, pero no transductores.

3.1 HISTORIA DE LA ELECTROMIOGRAFÍA

Aunque en un primer momento puede parecer que la electromiografía es una disciplina relativamente nueva debido a sus aplicaciones modernas, resulta sorprendente situar su origen en el siglo XVII.

De acuerdo con la referencia [13], el desarrollo de la materia tiene comienzo en 1666 con un documento redactado por Francesco Redi sobre los músculos altamente especializados

en peces como la raya eléctrica. Posteriormente, en 1773, se consiguió demostrar que los tejidos musculares de las anguilas eléctricas son capaces de producir descargas eléctricas. En una publicación firmada por A. Galvani en 1792 se demuestra que la electricidad puede inducir contracciones en músculos.

En 1849, Dubios-Raymond descubre que la actividad muscular puede ser registrada, pero no es hasta 1890 que Etienne-Jules Marey consigue realizar el primer registro, quien también introdujo el término *electromiografía* para esta disciplina. En 1922, por primera vez se consigue visualizar en un osciloscopio la señal EMG de los músculos, aunque poca información pudo ser obtenida de dicha representación, debido a la naturaleza aleatoria de las señales mioeléctricas en las unidades motoras.

Entre 1930 y 1950, la tecnología evolucionó notablemente en el campo de la electromiografía, hasta llegar a usar esta disciplina en la década de 1960 para fines médicos. A partir de 1980, la tecnología permite la fabricación a gran escala de electrodos cada vez más ligeros y económicos. Desde entonces, la electromiografía ha jugado un papel prominente en el estudio de enfermedades neuromusculares, monitorización de grupos musculares en el deporte y como sistema de control para prótesis y exoesqueletos.

Actualmente, esta tecnología se ha perfeccionado y se utiliza en laboratorios de biomecánica para un gran número de líneas de investigación. Aunque es una tecnología compleja, la producción de los componentes más utilizados es relativamente económica, por lo que no es inusual encontrar módulos de electromiografía para placas de desarrollo. Aunque la barrera de entrada en el aprendizaje de esta disciplina es considerablemente alta, cualquier persona puede tener acceso a esta tecnología.

3.2 TÉCNICAS EMG

El sistema locomotor cuenta con un número de músculos muy alto, con formas y tamaños extremadamente distintos entre sí. Además, no todos los músculos se encuentran a la misma distancia de la piel, sino que se encuentran superpuestos y, en ocasiones, cubiertos por completo por otros músculos. Sin embargo, uno de los objetivos de los investigadores del campo de la electromiografía es ser capaces de acceder y monitorizar cualquier músculo, sea cual sea su ubicación. Esta es una de las razones por las que existe una gran variedad de electrodos EMG, según su aplicación, funcionamiento, señal de salida, y más factores.

3.2.1 TIPOS DE ELECTRODOS

La aplicación para la cual hay que implementar sistemas EMG define en gran medida el tipo de electrodo que ha de usarse. Por ejemplo, las aplicaciones de diagnóstico permiten al paciente permanecer en reposo y, por lo tanto, utilizar métodos invasivos, pero de gran precisión. En cambio, el control de prótesis se realiza en constante movimiento, por lo que un método invasivo podría resultar considerablemente doloroso.

La principal característica para clasificar los electrodos consiste en determinar en qué grado es invasiva su aplicación. Se pueden diferenciar tres tipos de electrodos: de aguja subdérmica, de hilo y de superficie.

3.2.1.1 ELECTRODOS DE AGUJA SUBDÉRMICA

Este tipo de electrodos es el más invasivo de los tres tipos, ya que se trata de un sensor intramuscular. Como su nombre indica, está compuesto por una aguja hueca o cánula y, en su interior, un hilo conductor aislado eléctricamente. La aguja se inserta en el músculo y su extremo funciona como superficie de detección. Este hilo permite repositionar la superficie de detección sin requerir una reinserción de la aguja. Al tratarse de una aguja, permite captar potenciales de acción de grupos muy pequeños de unidades motoras, incluso de una sola unidad.



Figura 8 - Electrodo de aguja subdérmica Cadwell [10].

3.2.1.2 ELECTRODOS DE HILO

En inglés *fine wire electrodes*, son también electrodos intramusculares. La gran diferencia con los electrodos de aguja es que no cuentan con una cánula. Consisten en un hilo rígido de metal cuya sección de inserción es extremadamente fina, compuesta de metales no oxidables, como aleaciones de platino, plata o níquel. Este tamaño aún más reducido consigue que su inserción sea menos dolorosa. Esta ventaja resulta especialmente interesante para pruebas de duración más larga.



Figura 9 - Electrodo de hilo [2].

3.2.1.3 ELECTRODOS DE SUPERFICIE

Los electrodos superficiales son la alternativa no invasiva a los mencionados anteriormente. Estos sensores sólo pueden detectar los potenciales de acción superpuestos de unidades motoras consecutivas ante un esfuerzo muscular, mientras que los intramusculares pueden detectar potenciales mucho más concretos. No obstante, estos electrodos son la elección por defecto cuando la información que se desea obtener es el tiempo y la intensidad de activación de músculos superficiales [14], como ocurre en este proyecto. El principio de funcionamiento de estos sensores consiste en formar un equilibrio químico entre la superficie de detección y la piel sobre la que se aplican a través de conducción electrolítica, para que, durante la activación muscular, los potenciales activos causen que circule corriente hacia el electrodo.

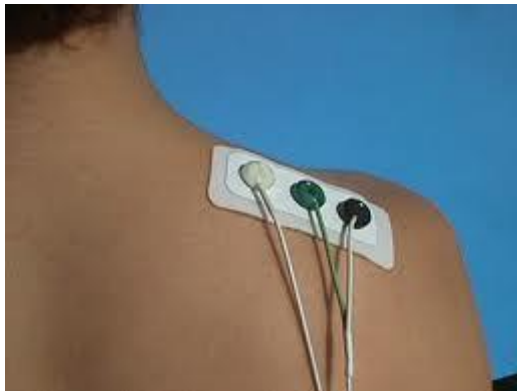


Figura 10 - Electrodos de superficie [2].

Estos electrodos se pueden clasificar según su método de aplicación (electrodos de gel y electrodos secos) y según su señal de salida (pasivos y activos).

Los electrodos de gel requieren la aplicación de un gel electrolítico para conseguir el equilibrio químico mencionado anteriormente. En la superficie metálica del electrodo se

producen reacciones de oxidación y reducción que facilitan la circulación de corriente, induciendo menor ruido en la lectura del sensor. Aunque existen electrodos de gel reutilizables, la mayoría suelen ser desechables.

Los electrodos secos no requieren del gel electrolítico. Normalmente contienen más de una superficie de detección y, en algunos casos, un circuito de preamplificación integrado en el sensor. Por esto, suelen ser menos ligeros que los de gel.

Los electrodos pasivos requieren un circuito de amplificación y filtrado a su salida, ya que proporcionan una salida que contiene la señal EMG con amplitud muy pequeña, completamente enmascarada en ruido.

Los electrodos activos contienen un circuito de preamplificación en el encapsulado y, por lo general, suelen ser sensores secos. Esta variedad existe también en sensores de aguja y de hilo, aunque los de superficie son los más comunes [2].

3.2.2 TÉCNICAS EN LA COLOCACIÓN DE ELECTRODOS DE SUPERFICIE

La elección de una técnica para la disposición de electrodos sobre la piel es tan importante como la elección del tipo de electrodo. La variación en el número de electrodos, la interacción entre las salidas de cada uno y las posiciones en las que se ubican afectan en multitud de aspectos a la forma de la señal final.

El ruido electromagnético, el ruido producido por el movimiento de los sensores sobre la piel debido a una implementación inestable, o la señal producida por grupos musculares cercanos al que se desea medir (también conocido como *crosstalk*), son señales cuya presencia es inevitable durante la recepción de señales musculares. Aunque es posible procesar la señal posteriormente para reducir estos factores hasta cierto punto, es muy importante mejorar la calidad de la señal desde la primera etapa.

En muchas ocasiones, la señal obtenida con las configuraciones más sencillas de los electrodos es suficiente para la aplicación que se desee llevar a cabo, pero hay situaciones en las que la precisión con la que se ha de obtener la señal EMG es crítica, especialmente en ámbitos clínicos donde la forma de la señal presenta información crucial para un diagnóstico. Por lo tanto, ha sido necesario desarrollar otras técnicas de colocación de electrodos para así optimizar la detección de esta señal.

3.2.2.1 CONFIGURACIÓN MONOPOLAR

Se trata de la configuración más sencilla de electrodos. Consiste en situar un electrodo de referencia en una zona neutral, con poco tejido muscular bajo la piel, como podría ser el codo, y otro electrodo en el músculo cuya actividad se pretende detectar. Esta configuración no cuenta con ninguna estrategia para la reducción de señales parásitas. Al ser un único sensor para cubrir la zona del músculo de interés, es inevitable que tenga lugar el *crosstalk* de músculos cercanos [15].

Debido a esto, se trata de una técnica muy poco recomendada, aunque la amplificación de la señal es la más sencilla en comparación con las otras técnicas. Suele utilizarse cuando la sencillez del diseño es la prioridad, y se puede aceptar que la forma de la señal EMG se vea distorsionada. Tiene sentido emplear este método en grupos musculares con amplitudes

altas de señal EMG como, por ejemplo, el bíceps, ya que los potenciales menos intensos se verían demasiado enmascarados por el ruido y el *crosstalk* como para utilizar esta técnica.

3.2.2.2 CONFIGURACIÓN BIPOLAR

Esta técnica es una forma relativamente simple de eliminar casi por completo el *crosstalk* y otras señales parásitas de la lectura EMG. La configuración bipolar también cuenta con un sensor de referencia, como la monopolar. La diferencia reside en la utilización de dos sensores sobre el músculo en lugar de uno. Estos electrodos se conectan a las entradas de un amplificador de instrumentación, con el objetivo de atenuar señales comunes a ambos electrodos. Los electrodos se sitúan a 1 o 2 cm de distancia entre sí [2], y cada uno de ellos detecta los potenciales de acción de unidades motoras distintas de un mismo músculo. Por lo tanto, las señales procedentes de ambos electrodos serán muy similares en cuanto a forma y amplitud, pero los picos no coincidirán.

Sin embargo, señales parásitas como el *crosstalk* o el ruido electromagnético se superponen de la misma manera en ambos electrodos. El amplificador de instrumentación cuenta con un parámetro llamado *CMRR (Common Mode Rejection Ratio)*, que define la proporción con la que el AI es capaz de atenuar esa componente que ambos electrodos están detectando en común respecto de las componentes independientes.

Esta atenuación permite una lectura mucho más fiel de la actividad muscular, implementando un circuito relativamente sencillo. Es por esto por lo que esta técnica es la más común en electromiografía de superficie [15]. La mayoría de los módulos EMG para placas de desarrollo están diseñados con esta configuración.

3.2.2.3 CONFIGURACIÓN MULTIPOLAR

Esta configuración es una extensión de la bipolar, realizada con un mayor número de electrodos, además del electrodo de referencia. Esta técnica consigue un rechazo de ruido y señales parásitas extremadamente alto, por lo que es un método empleado para lecturas EMG de alta precisión. Los sensores se colocan con 1 o 2 cm de distancia entre sí [2], en disposiciones muy variadas. Es muy común en lecturas EMG de deportistas emplear esta técnica con una disposición matricial de sensores cubriendo la superficie del grupo muscular de interés.

Es la técnica por defecto para la lectura de señales neuronales en interfaces cerebro-computador. Aunque se encuentra fuera del campo de la electromiografía y los electrodos no son iguales, la técnica es completamente análoga.

El número de electrodos suele variar según la aplicación. Es común encontrar desde configuraciones tripolares hasta configuraciones de nueve polos [16]. A cambio de esta precisión en la lectura, el diseño se complica sustancialmente. Por cada par de electrodos es necesario implementar una nueva etapa con un AI, multiplicando la complejidad del diseño según se aumenta la precisión.

3.3 NORMATIVA PARA ELECTROMIOGRAFÍA

Las señales EMG son complejas, no lineales y altamente dependientes del tipo y disposición de sensores. Es esta complejidad la que, en muchas ocasiones, dificulta proporcionar suficiente información sobre este tipo de señales a investigadores, incluso los más experimentados [17]. Existe una gran cantidad de variables que entran en juego a la hora de realizar un experimento sobre electromiografía: la naturaleza aleatoria de la activación de fibras musculares, la variedad de sensores y técnicas a emplear, conocimientos necesarios sobre materias interdisciplinarias, etc. Estos factores, sumados a que la electromiografía es una materia con un desarrollo relativamente reciente, exigen una estandarización que facilite el planteamiento y desarrollo de proyectos y experimentos.

Para conseguir esto, concretamente en el ámbito de la electromiografía de superficie, surge el proyecto SENIAM (*Surface Electromyography for the Non-Invasive Assessment of Muscles*). Este proyecto se trata de una acción europea concertada en el programa BIOMED II (*Biomedical Health and Research Program*) de la Unión Europea.

Los objetivos de este proyecto consisten en la resolución de aspectos clave que impiden un intercambio útil de datos y experiencia clínica, y establecer cooperación a nivel europeo mediante la integración básica y aplicada de la electromiografía de superficie [18].

Esta normatividad no representa un estándar universal oficial. Sin embargo, proporciona recomendaciones en profundidad sobre todas las etapas del desarrollo de proyectos en la categoría de SEMG (electromiografía de superficie). Estos estándares incluyen recomendaciones sobre tipos de sensores y sus características, preparación de la piel, ubicación y fijación de sensores, procesado de señal, etc.

Aunque se trata de un proyecto a nivel europeo, los estándares propuestos se están adoptando en aplicaciones médicas y de ingeniería de todo el mundo.

3.4 ELECCIÓN DE TÉCNICA Y MATERIAL

Una vez se dispone del conocimiento suficiente sobre la anatomía de la zona de lectura EMG y del material y técnicas de esta materia, se puede seleccionar el procedimiento para llevar a cabo el proyecto. En los siguientes apartados se elegirá el método óptimo para cumplir con los objetivos y se justificará dicha elección.

3.4.1 ELECCIÓN DE ELECTRODOS

El objetivo de este proyecto es el control de un servomotor mediante activación muscular en el brazo, emulando el control de una prótesis. Por este motivo, los métodos invasivos quedan descartados, ya que para el usuario resultaría muy doloroso el movimiento del brazo con sensores insertados en los músculos. Esto no supone un problema, ya que para cumplir con este objetivo no es necesario el grado de precisión que proporcionan los sensores de aguja o hilo, por lo que la opción más adecuada es la utilización de sensores superficiales.

Dentro de la clasificación de sensores superficiales, resulta considerablemente más interesante utilizar electrodos pasivos. Los electrodos pasivos requieren diseñar una etapa de preamplificación como parte del circuito de acondicionamiento mientras que los activos cuentan con esa función integrada en el propio sensor. Si esa etapa se diseña como parte

del circuito de acondicionamiento, es fácil eliminarla del diseño si en algún momento se precisa usar electrodos activos. En el caso opuesto, si el diseño se realiza para sensores activos y en el futuro se necesita implementar sensores pasivos, resulta imposible realizar el proyecto sin volver a la fase de diseño. Por esta razón, el proyecto estará más completo con sensores pasivos.

La decisión de utilizar sensores pasivos limita considerablemente la elección entre sensores de gel y sensores secos, ya que la inmensa mayoría de sensores pasivos son de gel. Esto no supone un obstáculo, dado que los sensores de gel son más económicos, especialmente si son desechables e incluyen el gel integrado entre la superficie adherente. Adicionalmente, los sensores de gel son considerablemente más ligeros (1 g) que los sensores secos (>20 g) [2], por lo que la implementación será mucho más estable y, en consecuencia, podrán permanecer unidos a la piel durante horas. Aunque no se ha encontrado documentación que establezca un límite de tiempo en el que el electrodo puede permanecer adherido a la piel, durante las pruebas con el prototipo implementado, los electrodos han permanecido colocados en la piel durante más de seis horas, manteniendo sus características. No se ha podido determinar un punto a partir del cual su calidad disminuya sin retirarlos de la piel.

Existe una gran variedad de modelos y marcas que fabrican electrodos de estas características. Siguiendo las recomendaciones SENIAM, se han elegido electrodos de plata – cloruro de plata (Ag-AgCl), con gel incorporado (*pre-gelled*) de 35 mm de diámetro con conexión tipo *snap*.



Figura 11 – Electrodos Meditrace (Ag-AgCl) empleados en este proyecto.

3.4.2 CONFIGURACIÓN DE ELECTRODOS

Como se ha explicado anteriormente, existen distintos métodos de configuración y disposición de electrodos, variando en función de la sencillez del diseño y de la precisión necesaria en la medida.

La configuración monopolar resulta muy sencilla de implementar, pero existe el riesgo de que la lectura cuente con demasiadas señales parásitas y resulte difícil desenmascarar la

señal EMG de interés. Podría considerarse una opción viable en el caso de situar los electrodos en el bíceps, ya que la señal de polarización en esa zona es considerablemente intensa. Sin embargo, el primero de los tres casos expuestos en el enfoque inicial requiere detectar el movimiento de apertura y cierre de la mano. Los músculos del antebrazo responsables de esta acción no generan una señal tan intensa como los del bíceps, descartando la configuración monopolar.

De forma opuesta, la configuración multipolar permite obtener una lectura bastante más precisa de lo que el objetivo del proyecto requiere. Esta configuración permite visualizar con claridad la forma de la señal EMG incluso al nivel de pulsos de potenciales de acción aislados. La clara desventaja es la complejidad del circuito dado que, incluso usando solamente tres electrodos y el de referencia, sería necesario implementar dos etapas de AI en la preamplificación. Adicionalmente, el caso de apertura y cierre de mano requiere la detección EMG en un grupo muscular relativamente pequeño, por lo que la superficie cubierta al implementar tres o más sensores, con 1 o 2 cm entre ellos, superaría la superficie muscular y captaría señales no deseadas.

Por lo tanto, la configuración óptima en este caso es la bipolar. La superficie cubierta por dos sensores sobre el músculo es considerablemente pequeña, además de eliminar gran parte del ruido y del *crosstalk*, gracias al parámetro *CMRR* del AI. La complejidad del circuito se encuentra en un punto intermedio entre las configuraciones monopolar y tripolar, y la precisión de la lectura es más que aceptable. Aunque la forma de la señal de tren de pulsos no sea completamente fiable, el promediado de estos pulsos proporcionará un nivel de tensión claramente diferenciable en casos de reposo y contracción muscular. Además, el presupuesto se verá menos afectado con el uso de dos sensores y uno de referencia que con los múltiples sensores y amplificadores que requiere la configuración multipolar.

4 ACONDICIONAMIENTO DE SEÑAL

La señal proporcionada por sensores EMG de superficie es muy débil y, por lo tanto, resulta imposible trabajar con ella si no es acondicionada adecuadamente. El procesamiento de la señal incluye una serie de etapas para aplicar las transformaciones necesarias: amplificación, reducción de ruido, filtrado de otras señales superpuestas que no son de interés, etc. Con la información recopilada en los anteriores apartados, se puede comenzar el diseño de un circuito de acondicionamiento.

4.1 CARACTERÍSTICAS DE LA SEÑAL EMG

Las señales detectadas por electrodos EMG de superficie presentan una forma muy característica. Como se ha mencionado en la sección de anatomía, la excitación de las unidades motoras se realiza mediante trenes de pulsos durante el tiempo que el grupo muscular es requerido. Esta excitación se refleja en los potenciales de acción, que conforman la señal EMG detectada por los electrodos. Por lo tanto, cabe esperar una señal con forma de tren de pulsos cuando los músculos están activados.

Sin embargo, estos pulsos tienen una naturaleza estocástica [12], por lo que la forma y amplitud de estos pulsos puede resultar impredecible. Esto se debe a la aleatoriedad con la que las fibras musculares de una determinada zona se contraen durante la activación

muscular. Los electrodos de superficie detectan la actividad superpuesta de las fibras de la zona que cubren sobre la piel, por lo que esta aleatoriedad se ve reflejada en la señal de salida.

Procesar la señal electromiográfica para obtener la mayor información posible no es una tarea sencilla, por lo que será preciso determinar qué información es necesario obtener de la señal. Dado que la amplitud de la señal EMG varía con la intensidad del esfuerzo muscular, resulta de mayor interés estudiar únicamente la amplitud de los pulsos en el caso de implementar un control progresivo del servomotor, o simplemente observar si se producen dichos pulsos en el caso de implementar un control «todo o nada». La decisión del tipo de control ha de realizarse una vez se ha podido observar la lectura de la señal EMG amplificada para poder determinar la viabilidad y las ventajas de cada opción.

Para llevar a cabo el diseño de la amplificación, es preciso comenzar determinando las principales magnitudes de la señal EMG proporcionada por un electrodo EMG de superficie con respecto a otro electrodo de referencia. Esta señal presenta amplitudes pico a pico de 1 a 10 mV, en función del tamaño y superficialidad del músculo. El valor eficaz de dicha señal suele ser similar a 1.5 mV. La energía utilizable de este tipo de señales se encuentra en el rango de frecuencias situado entre 0 y 500 Hz, siendo considerablemente más prominente en el intervalo entre 50 y 150 Hz [19]. La energía utilizable se refiere a las frecuencias en las que la energía de la señal EMG es mayor que la energía del ruido eléctrico ya que, de no ser así, la señal EMG quedaría completamente enmascarada por el ruido de la misma frecuencia y, por lo tanto, extremadamente difícil de filtrar.

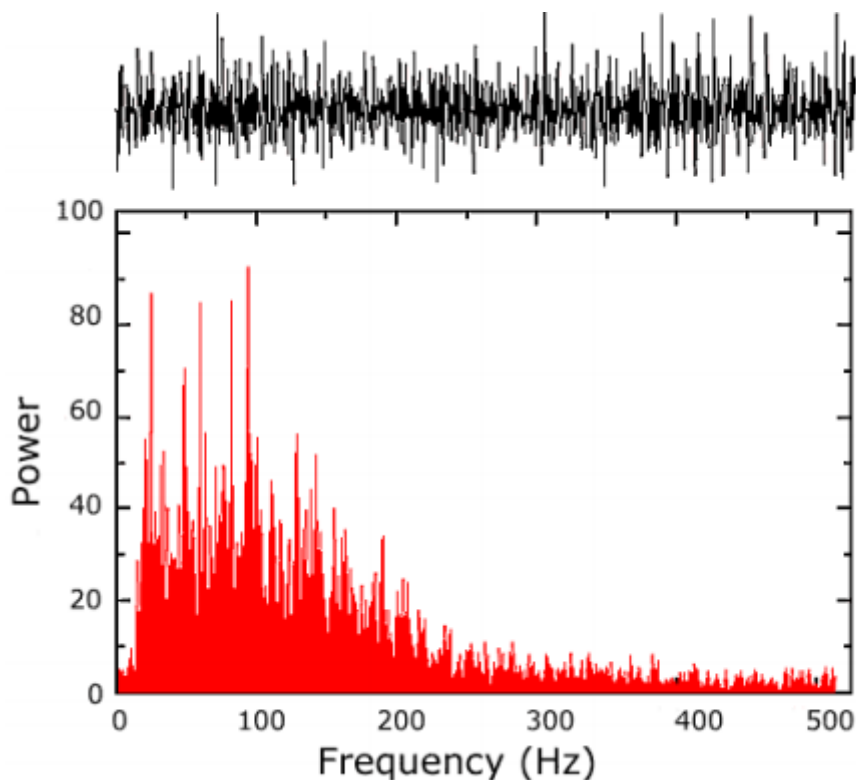


Figura 12 - Espectro de frecuencias de una señal EMG [19].

Además de las características de la señal EMG, es de vital importancia conocer las características de las señales que no son de interés, ya que el diseño del filtrado ha de realizarse con el objetivo de eliminar estas señales parásitas. La procedencia de este tipo de señales suele clasificarse en cuatro fenómenos [19]:

- **Ruido inherente a componentes electrónicos.** Todos los componentes electrónicos generan cierto ruido electromagnético. Esta interferencia tiene lugar en un intervalo extenso del espectro de frecuencias (desde 0 Hz hasta miles de Hz). Por esta razón, la mejor forma de reducirlo es seleccionar componentes de bajo ruido.
- **Ruido ambiente.** La superficie terrestre se encuentra inundada por señales electromagnéticas de dispositivos electrónicos y eléctricos cercanos. Estas interferencias abundan especialmente en las frecuencias de las redes eléctricas (50 Hz en Europa). El ruido ambiente de 50 Hz suele ser de una amplitud lo suficientemente grande como para enmascarar la señal EMG. Sin embargo, es relativamente sencillo reducir esta señal mediante filtrado, ya que las frecuencias útiles se encuentran por encima de estos 50 Hz.
- **Elementos en movimiento.** Este tipo de ruido se produce principalmente en la unión del electrodo sobre la piel y en la conexión de los electrodos al circuito de acondicionamiento. Las aplicaciones de EMG de superficie tienen lugar durante el movimiento y activación de músculos, por lo que este ruido aparece en el rango de 0 Hz a 20 Hz en conexiones inestables.
- **Inestabilidad de la señal.** Como se ha mencionado anteriormente, la naturaleza de las señales EMG es aleatoria. Esta aleatoriedad en la amplitud de los pulsos es notable especialmente a baja frecuencia. Entre 0 Hz y 20 Hz, esta característica es tan impredecible que puede considerarse como ruido y, por lo tanto, ser filtrada.

4.2 DIAGRAMA DE BLOQUES

El diagrama de bloques constituye una abstracción a un nivel sencillo y fácilmente interpretable del diseño del circuito de acondicionamiento, para poder afrontar dicho diseño de una forma organizada. Estos bloques representan etapas con un objetivo general que, posteriormente, se subdivide en tareas más concretas (estrategia *Top-Down*).

En el diseño del procesado de señales tan débiles como las bioeléctricas, se suele seguir el mismo procedimiento, realizando variaciones en función de la precisión que se desea obtener en la lectura. Este procedimiento suele incluir tres bloques diferenciables previos al procesado de señal: preamplificación, filtrado y amplificación.

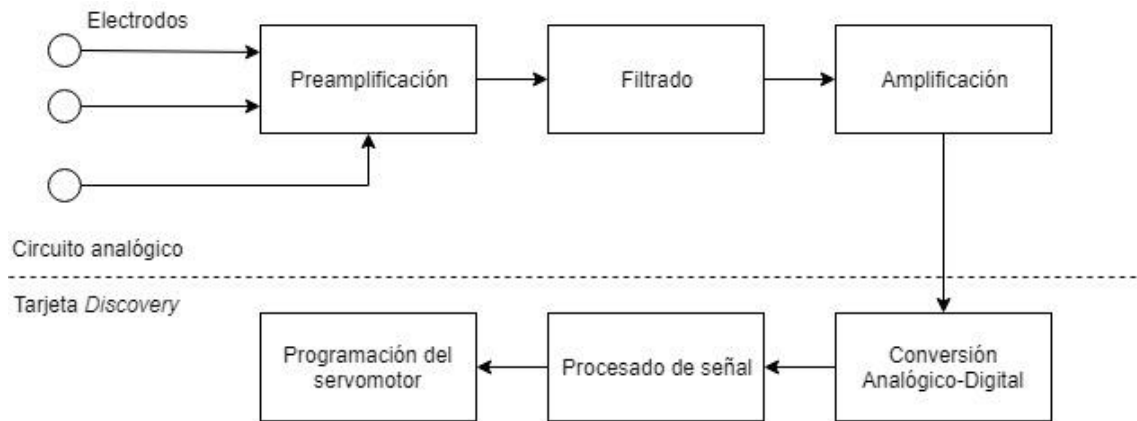


Figura 13 - Diagrama de bloques de procesamiento de señal EMG y control de servomotor.

- La preamplificación permite aumentar ligeramente la intensidad de la señal para cumplir con los requisitos mínimos de la mayoría de los componentes utilizados en el procesamiento de señales, como pueden ser los amplificadores operacionales. Una pequeña amplificación en esta primera etapa permite trabajar posteriormente con la señal para filtrar frecuencias fuera del rango de interés.
- La etapa de filtrado permite descartar las frecuencias que forman parte de la señal, pero que no resultan de interés para el objetivo. Estas señales suelen proceder del ruido electromagnético de la red eléctrica, el ruido provocado por una fijación inestable del electrodo, por el efecto *crosstalk*, y otros tipos de ruido de alta frecuencia [2]. Este filtrado se puede realizar por software o mediante un circuito analógico.
- La amplificación final permite aumentar la amplitud de la señal a un nivel con el que la tarjeta *Discovery* pueda trabajar, por lo que debe cumplir con las características de los puertos de entrada. Normalmente requiere ganancias considerablemente grandes en el caso de señales bioeléctricas.

4.3 DISEÑO DEL CIRCUITO

Una vez se ha realizado el planteamiento inicial con el diagrama de bloques, se comienza a diseñar el circuito encargado de realizar cada una de las etapas.

4.3.1 PREAMPLIFICACIÓN

Debido a la elección de la configuración bipolar, el diseño de la etapa de preamplificación del circuito de acondicionamiento ha de realizarse partiendo de que se cuenta con dos señales EMG, por lo que el amplificador a implementar tendrá configuración diferencial. Esta configuración de amplificación proporciona a la salida una amplificación de la diferencia de las dos entradas. La ventaja de esta configuración es que, si una interferencia aparece en ambas entradas, la resta de señales eliminará esa componente común. Esta eliminación de señales parásitas es de vital importancia en la detección de señales bioeléctricas. Por esta

razón, es muy importante el parámetro $CMRR$ del amplificador a la hora de seleccionar componentes.

Siguiendo las recomendaciones de la normatividad SENIAM [18] y el procedimiento más estandarizado para procesado de señales bioeléctricas, la amplificación diferencial se llevará a cabo mediante un amplificador de instrumentación. Las ventajas de utilizar amplificadores de instrumentación son, principalmente, la alta impedancia a la entrada y altos valores de $CMRR$ en comparación a otras configuraciones de amplificadores. La importancia de tener una alta impedancia de entrada en señales de tensión, como las señales EMG, es que apenas se producirá una caída de tensión al ser recibida por el amplificador y, por lo tanto, la pérdida de información será mínima.

Las dos opciones más comunes a la hora de implementar un amplificador de instrumentación es diseñar uno a partir de componentes más sencillos o utilizar un circuito integrado comercial que ya incluye esa configuración.

La implementación mediante componentes más sencillos suele llevarse a cabo con una configuración de 3 amplificadores operacionales. También existen configuraciones de 2 amplificadores operacionales, pero la asimetría en su disposición de resistencias afecta negativamente al $CMRR$ y, por lo tanto, aumenta el ruido a su salida. El método de 3 operacionales resulta ventajoso en cuanto a que es más económico que los amplificadores de instrumentación integrados. El coste de amplificadores operacionales y resistencias es menor respecto al coste de amplificadores de instrumentación comerciales. Sin embargo, esta ventaja no es suficiente para decantarse por esta opción cuando se tiene en cuenta el consumo energético.

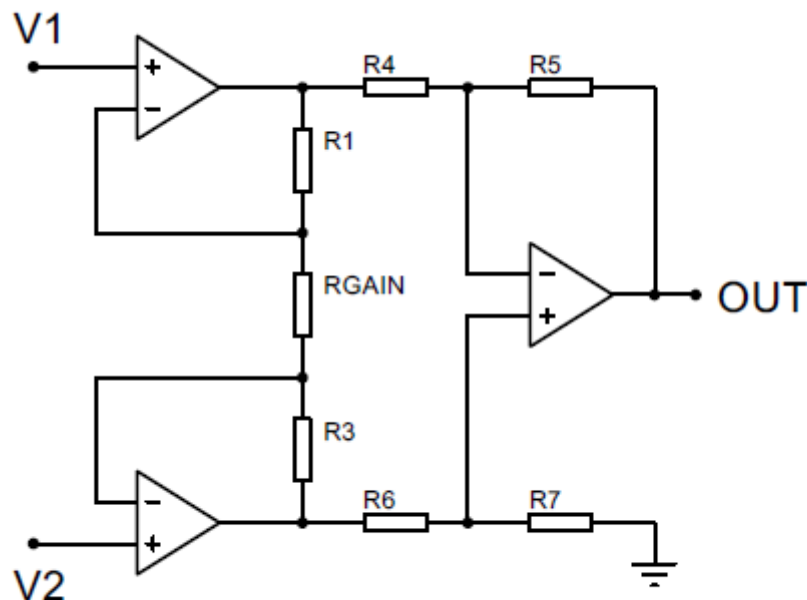


Figura 14 - Amplificador de Instrumentación de tres operacionales.

Existen variedades de amplificadores operacionales y de instrumentación de bajo consumo. En el caso de operacionales, componentes como el *TL071CP*, por ejemplo, tienen un consumo de corriente en la alimentación entre 1.4 y 2.5 mA. Para esta configuración, el consumo es el triple, teniendo en cuenta que se necesitan tres operacionales simultáneamente. Estos valores contrastan con el consumo máximo de un amplificador de instrumentación comercial como el *AD620* de 1.3 mA en total. Esta característica resulta especialmente importante cuando se tiene en cuenta que el circuito final debe emular el control de una prótesis y, por lo tanto, se alimentará mediante baterías.

El último parámetro importante es el *CMRR* que se puede conseguir con cada uno de los métodos. Para ello, es necesario determinar el *CMRR* recomendado para este tipo de aplicación. De acuerdo con la referencia [2] y con la normatividad SENIAM [18], 90 dB de rechazo al modo común suele ser suficiente. Aunque existen amplificadores capaces de ofrecer un *CMRR* de 120 dB, existen razones para no utilizar valores demasiado altos, ya que es posible que el ruido común no esté completamente en fase y su rechazo pueda verse reducido por un valor con muy poca tolerancia. Por ello, el intervalo óptimo se situaría entre 90 dB y 110 dB, aproximadamente.

En el caso de una configuración mediante operacionales, es difícil conseguir valores de *CMRR* altos a amplificaciones relativamente bajas sin complicar demasiado el diseño del circuito. En contraste a esto, se puede observar en la hoja de datos de componentes como el *AD620* mencionado anteriormente (Anexo 12.1.1) que su rechazo al modo común es de 100 dB como mínimo.

En conclusión, para optimizar en sencillez, consumo y calidad de la señal, la opción seleccionada es utilizar un amplificador de instrumentación comercial como el *AD620* u otro de características similares.

El siguiente paso es la elección de la ganancia del amplificador. Como se ha mencionado anteriormente, no conviene utilizar valores muy altos de *CMRR*. Como consecuencia, es importante no implementar una ganancia demasiado alta, ya que el rechazo al modo común aumenta en proporción a la ganancia en este tipo de amplificadores [20]. Un valor de ganancia de 5 o 6 es suficiente para la preamplificación, y es lo suficientemente bajo como para no producir el efecto negativo mencionado [19].

En componentes como el amplificador seleccionado, la ganancia se establece mediante la conexión de una resistencia externa (R_G), siguiendo la ecuación (1).

$$G = \frac{49.4 \text{ k}\Omega}{R_G} + 1 \quad (1)$$

El parámetro 49.4 k Ω está predefinido por la fabricación del componente. Para una ganancia de 6, se puede hallar el valor de R_G correspondiente. La resistencia teórica sería de 9.88 k Ω . El valor comercial más cercano es de 10 k Ω , y la ganancia correspondiente a este nuevo valor sería de 5.94. Este valor es aceptable, pero es importante que, a la hora de la implementación física, el valor real de la ganancia sea lo más cercano posible al teórico. Por esta razón, la tolerancia de las resistencias, tanto en esta etapa como en la de amplificación, será del $\pm 1\%$.

Concluyendo con el diseño de esta etapa, cabe esperar a la salida del amplificador una señal de pulsos cuya amplitud será igual a la diferencia de amplitudes de cada una de las entradas en un determinado instante, multiplicada por una ganancia de 6, aproximadamente. Dado que cada señal de entrada posee una amplitud pico a pico entre 0 y 10mV, oscilarán como máximo entre -5 mV y +5 mV. Es decir, el valor de la diferencia de entradas oscilará entre -10 mV y +10 mV. La salida del amplificador proporcionará una señal acotada en ± 60 mV.

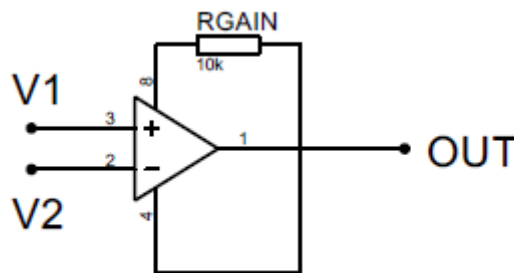


Figura 15 - Circuito de la etapa de preamplificación.

4.3.2 FILTRADO

Como se ha mencionado en las características de las señales EMG, el rango de frecuencias de este tipo de señales se encuentra entre 0 y 500 Hz. Sin embargo, el conocimiento del comportamiento de la señal en el rango completo es de especial interés en aplicaciones clínicas de diagnóstico. Para el control de prótesis, es suficiente con conocer la actividad electromiográfica en el rango de frecuencias con amplitudes dominantes, es decir, entre 50 y 150 Hz. El procedimiento para aislar frecuencias de interés y atenuar el resto del espectro es el filtrado. Antes de comenzar con el diseño es preciso aclarar conocimientos clave sobre los filtros de frecuencias.

4.3.2.1 TIPOS DE FILTRO

Tradicionalmente, el procesamiento de señales se ha realizado mediante circuitos analógicos con componentes físicos, pero con la tecnología actual es posible realizar filtrados digitales a través de circuitos digitales o software.

4.3.2.1.1 FILTROS ANALÓGICOS

Los filtros analógicos se realizan mediante diseños de circuitos electrónicos y su implementación física. Proporcionan una respuesta continua en el tiempo, sin retardo o con retardo despreciable. El funcionamiento de estos filtros se basa en las respuestas que tienen los componentes con efectos capacitivos e inductivos en función de la frecuencia. La reactancia de condensadores incrementa a frecuencias bajas, mientras que la reactancia de componentes inductivos aumenta a frecuencias altas. La combinación de estos efectos permite desarrollar circuitos que atenúan las señales con rangos de frecuencias determinados. Estos filtros son clasificables en dos categorías en función de los elementos que los constituyen: pasivos y activos.

Los filtros pasivos utilizan únicamente elementos pasivos (resistivos, capacitivos e inductivos). Suelen utilizarse en aplicaciones especializadas, como filtros de alta frecuencia con grandes rangos dinámicos. El hecho de utilizar elementos pasivos implica que no necesitan alimentación, sino que procesan directamente la señal que se conecte a la entrada. Las principales desventajas de este tipo de filtros son su tamaño, ya que los componentes inductivos suelen ser grandes en comparación con el resto de los componentes, y el ruido electromagnético generado en las inductancias. Además, cuando el filtrado es más exigente, es fácil que aumente la complejidad del diseño del circuito y, por lo tanto, su tamaño [21].

Los filtros activos utilizan amplificadores operacionales como elemento activo. En combinación con elementos resistivos y capacitivos, permiten implementar filtros sin la utilización de inductancias, reduciendo sustancialmente el tamaño del circuito. A pesar de ello, suelen tener las desventajas de añadir ruido y distorsión armónica a la salida, y limitar la amplitud de salida debido a parámetros como el *slew rate* o la tensión de alimentación [21]. Sin embargo, existen variedades de operacionales que minimizan algunos de estos efectos negativos. Por ejemplo, el *TL082CP* (Anexo 12.1.3) son dos operacionales en un mismo encapsulado con bajo ruido y baja distorsión armónica.

4.3.2.1.2 FILTROS DIGITALES

Los filtros digitales operan sobre señales analógicas digitalizadas. Esta digitalización consiste en el muestreo de la señal y la asignación de valores digitales en función de la amplitud, añadiendo cierto retardo entre entrada y salida del filtro, inevitablemente [21]. En principio, sería viable implementar la etapa de filtrado mediante software en este proyecto. El filtrado por software se realiza sobre esta señal digital aplicando procesamientos matemáticos que afectan a ciertas componentes de la señal de entrada según la frecuencia de cada una de ellas.

4.3.2.2 DISEÑO DE FILTRO

Como se ha explicado en el apartado anterior, las tres principales alternativas en el diseño del filtro es la implementación de un filtro analógico pasivo, un filtro analógico activo o un filtro digital por software.

La opción de los filtros analógicos pasivos queda descartada debido al tamaño de los componentes y la facilidad con la que el diseño puede complicarse para filtros más exigentes. Tampoco sería adecuado implementar un filtro por software debido a que es inevitable que aparezca un retardo durante el procesamiento de la señal. El control de una prótesis debe ser lo más intuitivo posible y, para ello, es imprescindible que sea a tiempo real. Por lo tanto, se evitará el procesado digital de la señal en la medida de lo posible.

Las desventajas de los filtros analógicos activos son considerablemente más asumibles que las de las otras alternativas. Además, estas desventajas se pueden reducir con una correcta elección de componentes.

Una vez seleccionado el método de filtrado, se procede a diseñar la respuesta en frecuencia del filtro. Considerando que las frecuencias de interés se encuentran dentro de una banda (50 – 150 Hz), la implementación de un filtro pasabanda es el procedimiento para aislarla.

Es necesario determinar las frecuencias de corte y el orden del filtro para comenzar el diseño del circuito.

En este filtro, las limitaciones las establece la frecuencia de corte inferior por su cercanía al ruido de la red eléctrica, mientras que la frecuencia de corte superior no tiene ninguna frecuencia prominente cercana que atenuar. La frecuencia de corte inferior del filtro debe estar a cierta distancia de los 50 Hz, para poder alcanzar una atenuación suficiente. Por otra parte, esta frecuencia de corte no puede alejarse demasiado de los 50 Hz para no perder una parte importante del intervalo de interés. La referencia [2] propone una frecuencia de corte inferior de 65 Hz con un filtro de segundo orden. El orden de un filtro pasabanda refleja la proporción con la que se atenúa la señal según la frecuencia se aleja de la banda pasante. Con un filtro de segundo orden, se consigue una atenuación de 40 dB por cada década que se aleja la frecuencia. Aunque es posible aumentar el orden del filtro y mejorar el rechazo al ruido de 50 Hz, la complejidad del circuito aumentaría considerablemente. Un filtro de segundo orden es un compromiso intermedio entre complejidad y efectividad.

Los filtros de primer orden ofrecen una respuesta en frecuencia plana dentro de la banda pasante hasta las frecuencias de corte. Este tipo de respuesta es ideal para esta aplicación, pero la mayoría de los filtros modifican esta respuesta al incrementar el orden, perdiendo esa forma plana dentro de la banda pasante por la aparición de picos sobre las frecuencias de corte. Los filtros *Butterworth* son la excepción. Se tratan de filtros caracterizados por una respuesta extremadamente plana, incluso con altas ganancias. Otra particularidad es que, para alcanzar la pendiente de 40 dB/déc. (y -40 dB/déc., dependiendo del extremo de la banda pasante), el orden de filtro necesario es el doble que para otros filtros [22].

Por último, la frecuencia de corte superior se ha establecido en 180 Hz, para asegurar que se conserva la información de la señal cercana al límite superior de la banda de frecuencia, ya que es inevitable que haya cierta atenuación en los límites de la banda (normalmente, 3dB).

En conclusión, el filtro más adecuado para esta aplicación será un filtro *Butterworth* de cuarto orden, con frecuencias de corte en 65 Hz y 180 Hz.

Para el diseño del circuito eléctrico, la empresa *Analog Devices* facilita una herramienta gratuita en su página web llamada *Filter Wizard* [23]. Esta herramienta resulta especialmente útil, ya que el cálculo y diseño de filtros *Butterworth* se complica según se aumenta el orden. Actualmente, este tipo de diseño no se realiza a mano, sino que se acude a software capaz de automatizar los cálculos característicos de ciertos tipos de filtros.

El primer paso es seleccionar el tipo de filtro. Como se ha mencionado anteriormente, se trata de un filtro pasabanda.



Figura 16 - Selección de tipo de filtro en Filter Wizard.

Filter Wizard necesita parámetros de entrada para realizar los cálculos. En la siguiente figura se pueden observar que los valores introducidos en los cuadros de diálogo permiten obtener el diagrama de Bode deseado, pero es necesario explicar cómo se ha llegado a estos valores a partir de las especificaciones establecidas anteriormente.

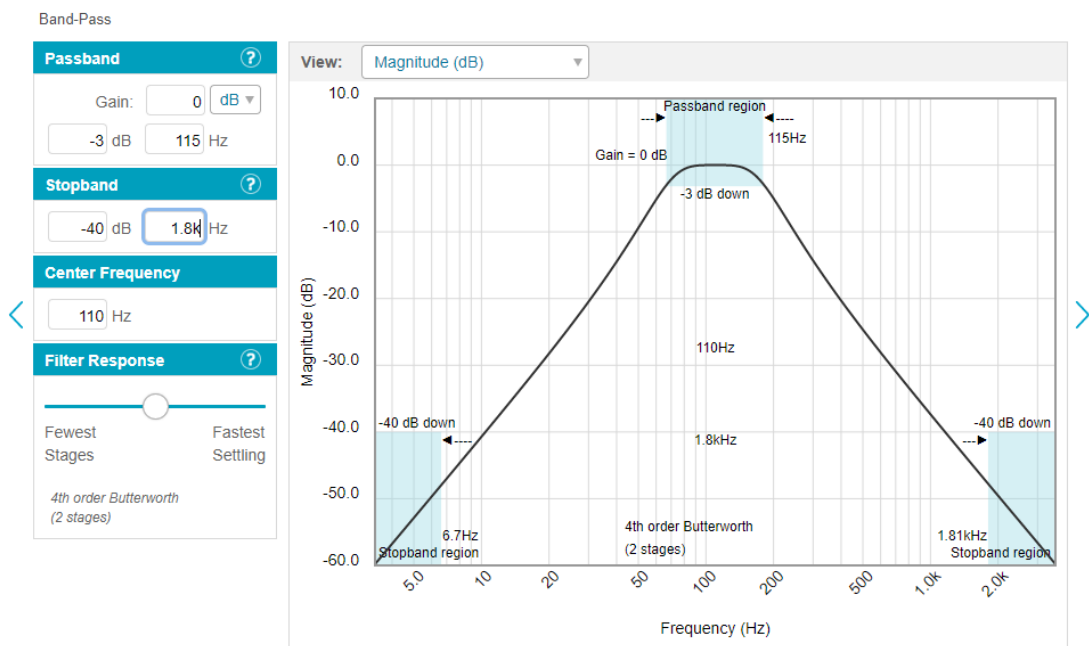


Figura 17 - Introducción de datos del filtro y diagrama de Bode correspondiente.

La ganancia de la banda pasante es de 0 dB, ya que la amplificación se realiza en etapas diferentes. Como se ha explicado anteriormente, en las frecuencias de corte habrá una atenuación de 3 dB, ya que suele ser un efecto corriente en filtros analógicos activos y no repercute lo suficiente como para intentar prevenirlo complicando el circuito. La banda pasante ha de ser de 115 Hz para abarcar el intervalo de 65 Hz a 180 Hz.

Habrà una atenuaci3n de 40 dB en la frecuencia de 1.8 kHz, es decir, una d3cada despu3s de la frecuencia de corte superior (180 Hz). Con esto se indica que el filtro ser3 de cuarto orden.

La frecuencia central son 110 Hz. Como este tipo de filtro es sim3trico sobre el eje X de escala logar3tmica, esa frecuencia central marca el eje de simetr3a del diagrama. De esta forma, las frecuencias de corte quedar3n en 65 Hz y 180 Hz.

Por 3ltimo, con el control deslizante en la parte inferior de los par3metros se puede establecer la proporci3n entre un dise1o de circuito con menos etapas, pero picos m3s pronunciados en las frecuencias de corte, y un dise1o con una banda pasante m3s suavizada con respecto a la zona de filtrado, pero m3s etapas en el dise1o. Se ha dejado ese par3metro en el punto intermedio para que el filtro sea tipo *Butterworth* y, por lo tanto, la banda pasante sea lo m3s plana posible.

Continuando en el dise1o, *Filter Wizard* propone un esquema del circuito el3ctrico con componentes recomendados.

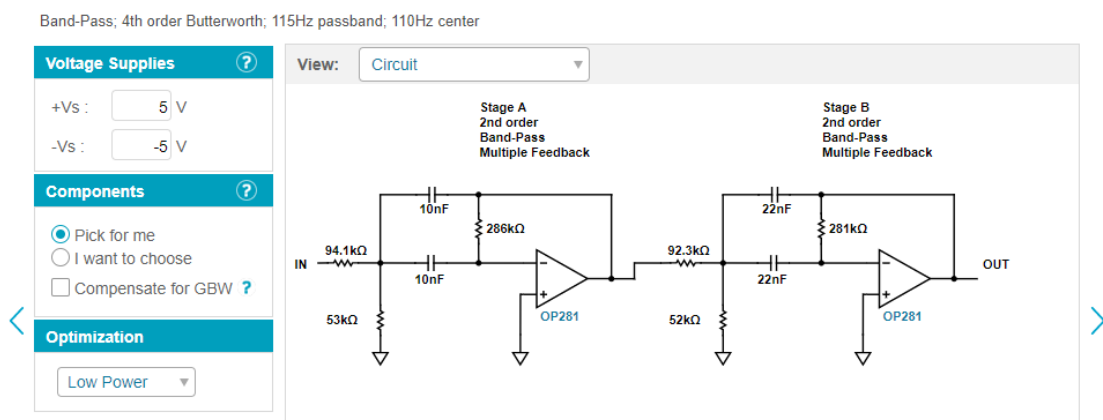


Figura 18 - Esquema el3ctrico generado para el filtro requerido.

Como se puede observar, la alimentaci3n por defecto es de ± 5 V. No obstante, los objetivos establecidos al inicio de este proyecto indican que es necesario poder alimentar el circuito con una bater3a, por lo que es necesario implementar alimentaci3n unipolar. Modificando los cuadros de di3logo, es posible obtener un nuevo dise1o del circuito para la tensi3n unipolar seleccionada.

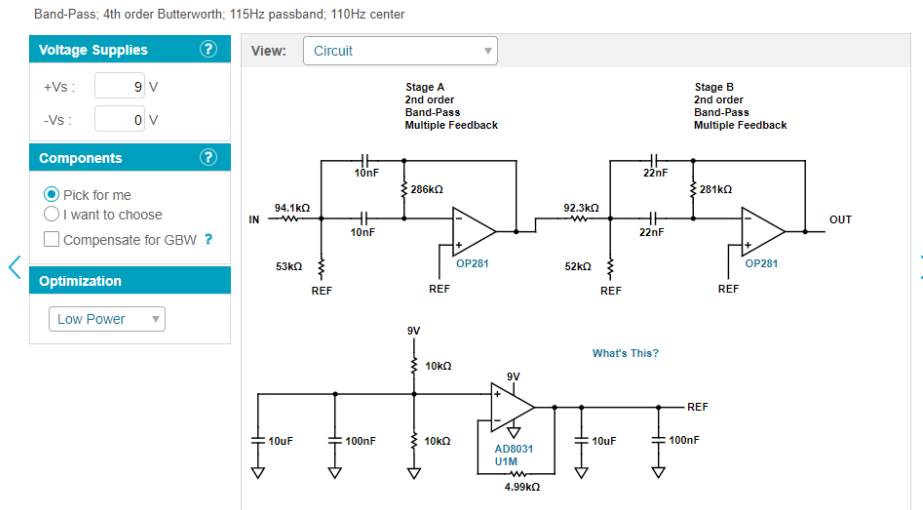


Figura 19 - Esquema eléctrico con etapa de referencia.

Filter Wizard incorpora al diseño una nueva etapa para crear una señal de referencia equivalente a los 0 V de alimentación simétrica. El diseño de esta etapa y la elección de la tensión de alimentación se desarrollan en el apartado 4.3.4.

La aplicación también sugiere emplear operacionales *OP281*. Como se ha expuesto anteriormente, los filtros activos suelen introducir ruido y distorsión armónica a la señal a filtrar. Por eso, es preciso reconsiderar la elección de componentes. Con intención de prevenir esto, se han seleccionado los operacionales *TL082CP* (Anexo 12.1.3). Se trata de dos operacionales en un mismo encapsulado, con bajo ruido y baja distorsión armónica. Es posible implementar este componente porque el filtro no requiere añadir *offset* a la salida y, por lo tanto, no se precisan los pines de *offset* que incluyen los amplificadores con un único operacional por encapsulado.

Los valores de resistencias y condensadores se mantienen tal y como aparecen en la aplicación. En este caso, no es necesario utilizar componentes de tanta precisión como en la amplificación, ya que las frecuencias de corte se han establecido de forma aproximada. Una tolerancia de $\pm 5\%$ será suficiente.

Debido a que no existen resistencias con valores tan concretos, se han aproximado a valores comerciales.

Valor teórico (k Ω)	Valor comercial (k Ω)
94.1	100
53	56
286	270
92.3	100
52	56
281	270

Tabla 1 - Asignación de valores comerciales a resistencias teóricas.

En el caso de los condensadores sí existen modelos comerciales con los valores proporcionados.

En resumen, a la entrada del filtro se conectará la salida de la etapa de preamplificación y, a la salida, cabe esperar esa misma señal con la banda de 65 Hz a 180 Hz prácticamente sin modificar, excepto por una pequeña atenuación de 3 dB en las frecuencias cercanas a las de corte, y con el resto de las frecuencias lo suficientemente atenuadas como para que la señal EMG no se vea enmascarada por señales parásitas.

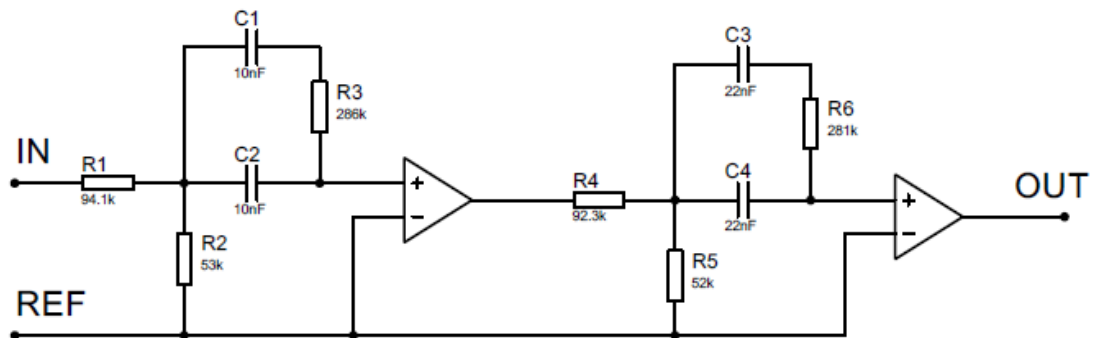


Figura 20 - Circuito de la etapa de filtrado.

4.3.3 AMPLIFICACIÓN

La amplificación es la última etapa en el circuito de acondicionamiento. Esta etapa se encarga de elevar el valor de la amplitud de la señal EMG a niveles suficientemente altos como para poder ser procesados por la tarjeta *Discovery*.

Debido a la variabilidad de amplitudes en las señales EMG en función de qué músculo se está analizando, resulta imposible determinar una ganancia concreta para esta etapa antes de la fase experimental con el montaje del circuito ya realizado. Existen otros parámetros que también afectan a la amplitud de la señal obtenida por los electrodos, como la preparación de la piel antes de aplicar los sensores o variaciones en la respuesta mioeléctrica entre distintos sujetos. Esta combinación de factores lleva a la conclusión de que implementar una ganancia variable es la opción más versátil para un caso como este, en el que se pretende medir la actividad muscular de tres partes del brazo distintas.

En primer lugar, es necesario buscar documentación para establecer cuáles son los límites del rango de ganancias que se necesita implementar. La referencia [2] propone valores de ganancias entre 500 y 1000 para músculos con respuesta mioeléctrica muy intensa, como el bíceps. Si, por otra parte, se desea detectar el movimiento de dedos de la mano aislados, la ganancia puede llegar a ser de 10000. Aunque estos valores establecen un rango máximo, los tres casos propuestos en el enfoque inicial establecen como objetivo la adquisición de señal EMG de grupos musculares con una respuesta considerablemente intensa. El

procedimiento para hallar las ganancias concretas de cada caso se realizará de forma experimental, comenzando por una ganancia de 1000.

Antes de realizar el diseño electrónico, es importante establecer algunos conceptos sobre la amplificación mediante amplificadores operacionales. Los amplificadores operacionales son amplificadores diferenciales de alta ganancia, con alta impedancia de entrada y baja impedancia de salida. Cuentan con dos entradas, una inversora y otra no inversora, y una salida [24].

Sin embargo, no es la aplicación como amplificador diferencial la que resulta de interés en este caso, ya que sólo se cuenta con una señal de entrada que proviene de la etapa de filtrado. Este componente resulta altamente versátil, ya que cuenta con una gran cantidad de características de operación en función del circuito al que se conecte. Como se ha podido observar en las etapas de preamplificación y filtrado, el elemento fundamental ha sido el amplificador operacional.

Gracias a esta versatilidad, se pueden realizar las conexiones necesarias para que el operacional funcione como un multiplicador de ganancia constante para una señal conectada a una de sus entradas. Las dos principales configuraciones del amplificador operacional son como amplificador inversor y amplificador no inversor.

4.3.3.1 AMPLIFICADOR INVERSOR

Se trata de la configuración más utilizada del operacional. La señal de salida se obtiene multiplicando la señal de entrada por una ganancia constante establecida por las resistencias de *input* y de *feedback* en la expresión (2).

$$G = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_f}{R_i} \quad (2)$$

G representa la ganancia. V_o y V_i son las tensiones de salida y entrada, respectivamente. R_f y R_i son las resistencias de *feedback* e *input* mencionadas anteriormente.

La principal característica de esta configuración es que la señal de salida no sólo es una amplificación de la entrada, sino que además está invertida [24].

4.3.3.2 AMPLIFICADOR NO INVERSOR

En contraste con el apartado anterior, esta configuración no invierte la señal. También multiplica la entrada por una ganancia concreta, establecida por las resistencias R_f y R_i [24], pero siguiendo una expresión distinta (3).

$$G = \frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{R_f}{R_i} \quad (3)$$

4.3.3.3 DISEÑO DE AMPLIFICADOR

Aunque el concepto general es sencillo, es necesario destacar dos parámetros importantes en los amplificadores operacionales, y cómo afectan a cada configuración. El primero es el producto ganancia-ancho de banda (*Gain-Bandwidth Product* o *GBP*). Este parámetro representa la frecuencia a la que la ganancia en lazo abierto del amplificador cae al valor unitario. Esto ocurre porque los operacionales no se comportan de manera ideal, y existe una frecuencia a partir de la cual el operacional no es capaz de reaccionar a la velocidad requerida. El segundo parámetro es la ganancia de ruido (*Noise Gain* o G_N). Este parámetro representa la ganancia entre la entrada no inversora y la salida. Ambos parámetros están relacionados entre sí mediante la siguiente expresión (4).

$$GBP = G_N \cdot f_C \quad (4)$$

Este producto es el que da nombre al parámetro *GBP*. El valor *GBP* de un operacional es una constante, implicando que un aumento en la ganancia de ruido (G_N) conlleva una reducción en el ancho de banda del amplificador (f_C).

El parámetro G_N tiene la misma expresión (5) para la configuración no inversora y la inversora.

$$G_N = \frac{R_i + R_f}{R_i} = 1 + \frac{R_f}{R_i} \quad (5)$$

Se puede observar que esta expresión es idéntica a la ganancia del amplificador no inversor. En contraste, esta proporción es mayor que la ganancia de la configuración inversora (6).

$$1 + \frac{R_f}{R_i} > \frac{R_f}{R_i} \quad (6)$$

Es aquí donde aparece la desventaja del amplificador inversor respecto al no inversor. Para una misma ganancia de lazo cerrado en ambas configuraciones, aparecerá una ganancia de ruido mayor en el caso del amplificador inversor. Una mayor ganancia de ruido implica un ancho de banda menor, debido a que el *GBP* es constante.

Sin embargo, es un efecto que afecta en mayor medida con ganancias bajas. Con la ganancia de 1000 establecida anteriormente, este efecto es despreciable, pero es importante tenerlo en cuenta si fuese preciso reducir la ganancia. Con el objetivo de optimizar el diseño en este aspecto, se ha seleccionado la configuración no inversora [25].

Se ha optado por utilizar el amplificador operacional *TL071CP* inicialmente, por su bajo ruido y baja distorsión armónica. Para comprobar si es apto para esta aplicación, es necesario hallar la máxima ganancia de ruido para un ancho de banda ligeramente superior a 180 Hz (200 Hz, por ejemplo). Observando la hoja de características (Anexo 12.1.2), se puede determinar el valor del *GBP* en 3 MHz. Despejando en la expresión del *GBP*, se obtiene una

ganancia máxima de 15000. Es decir, para esta aplicación concreta, no es necesario implementar una amplificación en cascada incluso para músculos con respuesta menos intensa, ya que la máxima ganancia para el ancho de banda de señales EMG es mayor a 10000.

La última comprobación para determinar si este modelo de operacional es apto para esta aplicación es el *slew rate*. Este parámetro establece el límite de velocidad con la que la tensión de salida puede variar. La razón de que exista este límite se debe al condensador de compensación integrado en el operacional. Aunque este parámetro resulta un problema a altas frecuencias, es conveniente comprobar que es suficiente [26]. En la hoja de características (Anexo 12.1.2) se puede ver que el *TL071CP* tiene un *slew rate* de 13 V/ μ s. Esto implica que la salida puede variar 13 V en un microsegundo o, en otras palabras, a una frecuencia de 1 MHz. Teniendo en cuenta que la alimentación del operacional será de 9 V unipolar con una señal de 180 Hz como límite superior, la máxima variación a la salida sería de 9 V en 5.56 ms, es decir, 0.0016 V/ μ s. Como cabía esperar, un *slew rate* de 13 V/ μ s es más que suficiente para esta aplicación.

Con las comprobaciones pertinentes realizadas, se procede a diseñar el circuito de amplificación con el operacional *TL071CP*. Para obtener una ganancia de 1000, se han seleccionado una resistencia de *input* de 1 k Ω y una resistencia de *feedback* de 1 M Ω , ambas con una tolerancia de $\pm 1\%$, por la razón mencionada en el apartado de preamplificación.

Aunque, en teoría, una ganancia de 1000 haría que los picos máximos de los pulsos EMG tuviesen una amplitud de ± 60 V para la entrada de ± 60 mV proporcionada por la preamplificación, en la práctica es muy diferente. El valor eficaz de la señal de amplitud ± 60 mV es de 18 mV aproximadamente. Por lo tanto, el valor eficaz teórico de la señal a la salida de la amplificación sería de 18 V. Finalmente, hay que aclarar que, en la práctica, en muy pocas ocasiones se producirá una lectura en los electrodos con el valor máximo mencionado en las características de la señal EMG. Adicionalmente, las conexiones y fijación de electrodos no serán ideales, por lo que la señal en los electrodos puede verse aún más reducida. Las pruebas experimentales determinarán si la ganancia es adecuada para el rango de tensión aceptado por las entradas de la tarjeta *Discovery*.

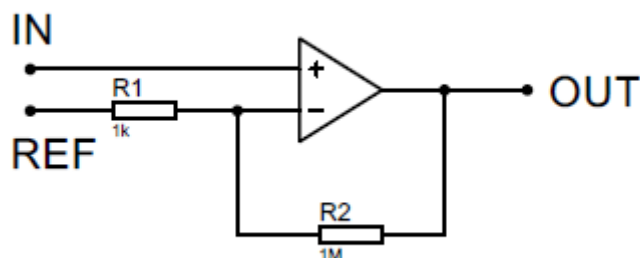


Figura 21 - Circuito de la etapa de amplificación.

4.3.4 ALIMENTACIÓN UNIPOLAR

Un aspecto importante de los amplificadores operacionales y de instrumentación es la alimentación. La mayoría de operacionales están diseñados para alimentación simétrica, y la señal amplificada oscila en torno al punto de equilibrio de 0 V. Cuando se desea implementar alimentación unipolar, es necesario introducir una «masa virtual» en el punto intermedio de la tensión de alimentación. De no hacer esto, la señal sufriría una pérdida de información al recortar la parte negativa cuando oscila en torno a los 0 V, ya que no hay manera de producir tensiones negativas.

Es por esta razón que la aplicación *Filter Wizard* propone el diseño de una etapa para proporcionar una señal de referencia estable. Es importante que esta señal sea estable ya que, en los amplificadores de instrumentación, la ganancia puede reducirse significativamente cuando la referencia no se encuentra en el punto intermedio de la alimentación. Debido a esto, un simple divisor de tensión resistivo no es lo suficientemente fiable.

El circuito propuesto funciona como una fuente de tensión de referencia con una baja resistencia interna. El objetivo de este circuito es, aparte de generar esta tensión de referencia, drenar o proporcionar al filtro las corrientes relativamente altas que en ocasiones demandan.

Este circuito funcionará para cualquier alimentación unipolar dentro del rango que el operacional pueda soportar. Por lo tanto, el siguiente paso es determinar una tensión de alimentación para el proyecto completo. Todos los amplificadores tienen un límite de tensión unipolar de 36 V como máximo. Se ha determinado una alimentación de 9 V, ya que es un valor muy común en las baterías comerciales, además de evitar posibles problemas con el *AD620* para tensiones de alimentación bajas, como 5 V (± 2.5 V). Sin embargo, la tarjeta *Discovery* requiere alimentación de 5 V, por lo que sería necesario implementar un circuito tipo *Buck* o *step down* para reducir la tensión de 9 V a 5V estables.

No obstante, la alimentación de la tarjeta *Discovery* mediante baterías no se ha implementado en este proyecto, debido a que requiere realizar modificaciones en las resistencias SMD soldadas a la placa. Debido a esto, la alimentación de la tarjeta queda en este proyecto a modo de concepto como una futura línea de trabajo.

La alimentación unipolar del circuito de acondicionamiento con 9 V, por el contrario, sí ha sido desarrollada de forma experimental. Sin embargo, no se ha determinado el modelo de batería a utilizar, ya que el consumo de los operacionales es muy bajo. En el caso de definir el modelo de batería para una prótesis, las características estarían determinadas por los servomotores, ya que la mayor parte del consumo energético procede de ellos. Para las pruebas experimentales, es suficiente alimentar el circuito con una pila de 9 V común.

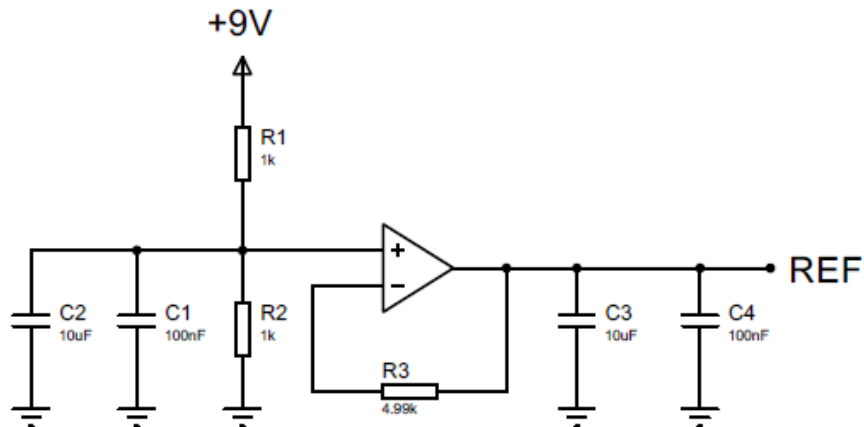


Figura 22 - Circuito de la etapa de referencia.

5 SIMULACIÓN

Para llevar a cabo la simulación de cada una de las etapas por separado y en conjunto, se ha utilizado el software de diseño *Proteus Design Suite*, de *Labcenter Electronics*. Se trata de un programa ampliamente utilizado en educación e industria. Ofrece herramientas de simulación de circuitos con acceso a una gran cantidad de modelos concretos de componentes [27]. Se ha escogido este software porque dispone de los modelos de amplificadores operacionales y de instrumentación seleccionados en la etapa de diseño, y por la experiencia positiva trabajando con este programa en el pasado.

5.1 PREAMPLIFICACIÓN

Como se ha explicado en el apartado 4.3.4, la alimentación de los amplificadores es de 9 V unipolar. Por lo tanto, los terminales $+V_S$ y $-V_S$ han de conectarse a 9 y 0 V, respectivamente. Adicionalmente, el *AD620* cuenta con un terminal de referencia que debe conectarse a una tensión intermedia, con la máxima estabilidad posible. Para la simplificación en la simulación de cada etapa, se ha establecido esa señal de referencia mediante un divisor de tensión, ya que *Proteus* y las simulaciones trabajan con valores ideales, y la señal de referencia será lo suficientemente estable.

Las tensiones proporcionadas por los electrodos respecto del electrodo de referencia se han modelizado como dos fuentes de tensión alterna con la referencia en la señal de 4.5 V proporcionada por el divisor. Estas fuentes de tensión están configuradas con 5 mV de amplitud y 100 Hz de frecuencia, una de ellas con 2 ms de desfase para que la atenuación debida al *CMRR* sea mínima. Estos 100 Hz se encuentran en el rango de 65 a 180 Hz de las señales EMG, para emular su comportamiento. Las señales son de tipo senoidal y, por lo tanto, su valor eficaz es muy superior al de las señales EMG, que tienen forma de tren de pulsos. Sin embargo, sólo resulta de interés en esta simulación comprobar que la amplitud se ve amplificada con una ganancia entre 5 y 6.

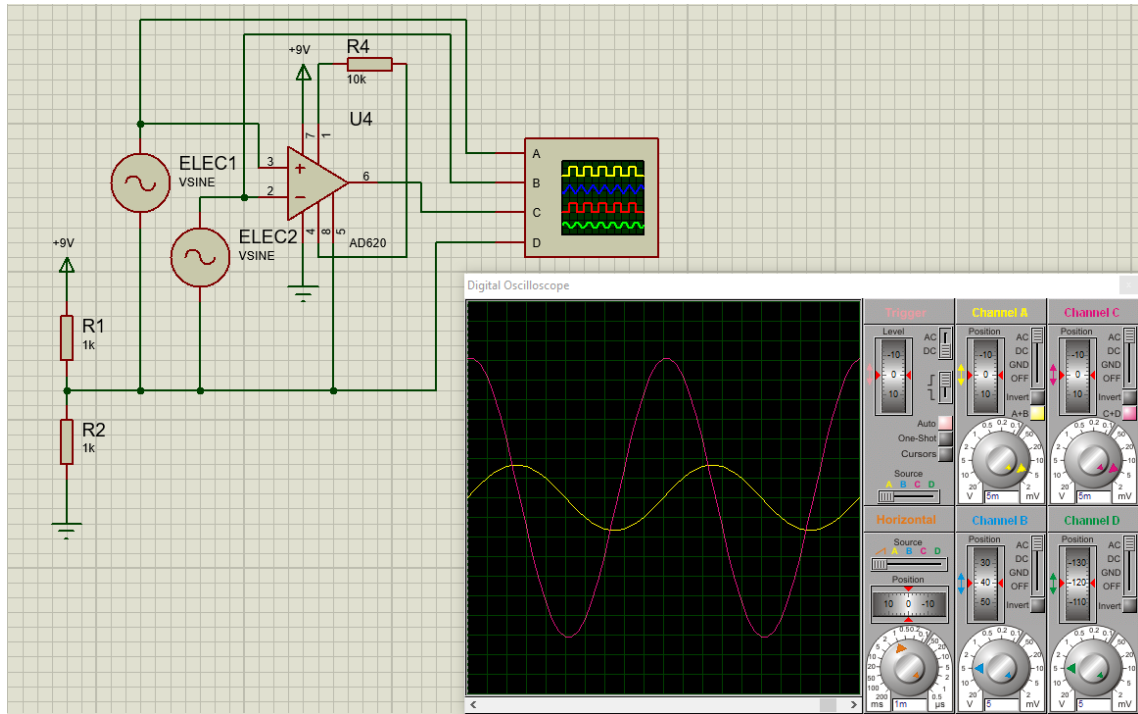


Figura 23 - Simulación de la etapa de preamplificación.

Para visualizar la amplificación, se ha implementado un osciloscopio. Se han conectado las entradas A y B a la salida del amplificador y la referencia, respectivamente, y se ha seleccionado la opción *A+B* para que ambas entradas funcionen como un solo canal. Las entradas C y D se han conectado a las señales ELEC1 y ELEC2. De la misma forma, se han combinado ambas entradas en un mismo canal. Superponiendo las señales, se puede observar la amplificación. La traza amarilla se corresponde con la resta de las señales EMG de la entrada, con una amplitud alrededor de los 7 mV, teniendo en cuenta que cada cuadro representa 5 mV. La traza magenta representa la señal de salida, que consiste en la amplificación de la resta de ambas señales de entrada. Como se puede apreciar, su amplitud es aproximadamente de 35 mV. Consecuentemente, la amplificación tiene una ganancia de 5. En la práctica será superior ya que, en la simulación, la atenuación debida al *CMRR* es mayor por haber utilizado fuentes idénticas, a pesar del desfase entre ellas.

Es preciso aclarar que se introduce cierto desfase en la amplificación entre la entrada y la salida. Este desfase es un parámetro medible y que, en ciertas aplicaciones puede ser importante. Sin embargo, en esta aplicación, el desfase carece de importancia, ya que se trabaja con amplitudes y valores eficaces. Por lo tanto, la forma específica de la onda resulta de menor interés, tanto en esta etapa como en las siguientes.

5.2 FILTRADO

Para realizar la simulación del filtrado, se ha comenzado con alimentación simétrica. El objetivo de esta simulación es poder realizar un diagrama de *Bode* con las sondas que *Proteus* conecta automáticamente respecto a masa. En la alimentación unipolar, tener masa como referencia proporcionaría un diagrama de *Bode* incorrecto, ya que la referencia debería ser de 4.5 V.

5.2.1 ALIMENTACIÓN SIMÉTRICA

El software *Proteus* permite realizar diagramas de *Bode*, es decir, una visualización intuitiva de la respuesta en frecuencia de un sistema. Para ello, se ha implementado el circuito del filtro. Como se explicará en apartados siguientes, la etapa del filtro se llevó a cabo de forma física sobre una PCB como parte de otro proyecto, por lo que en la simulación aparecen los elementos J1 y J2, que se corresponden con conectores para alimentación y entrada-salida de la señal. Son elementos físicos que se conectarán a la PCB durante el montaje, pero quedan excluidos de la simulación, ya que no aportan nada al comportamiento eléctrico del sistema.

Antes de analizar el diagrama de *Bode*, conviene establecer algunos conocimientos previos. El diagrama de *Bode* es una herramienta muy útil en el análisis de la respuesta en frecuencia de un sistema, especialmente en bucle cerrado. Se trata de una herramienta utilizada en varias disciplinas de la ingeniería, y se considera muy importante en el análisis de la magnitud y ángulo de desfase de funciones de transferencia [28]. Normalmente, el eje X representa el espectro de frecuencias en escala logarítmica, y el eje Y puede representar magnitud, normalmente en decibelios, o ángulo de desfase, en grados o radianes. Este diagrama presenta de forma muy visual e intuitiva la información sobre cómo se ve afectada una señal en un sistema en función de su frecuencia. Como se ha explicado anteriormente, en esta aplicación, el diagrama de fase no aporta información relevante, por lo que sólo se ha tenido en cuenta el diagrama de magnitud.

Para obtener el diagrama de *Bode* de este filtro, es necesario incluir una ventana de *Frequency Response* y asignar una nueva traza. El comportamiento de esta traza está determinado por el punto del circuito donde se conecte la sonda de tensión vinculada a ella. En este caso, se ha colocado una sonda de tensión (U1) a la salida del filtro. Por último, en las propiedades de la ventana de *Frequency Response*, se selecciona la señal R1 como entrada del sistema. La topología de la señal de entrada es indiferente, ya que simplemente se utiliza para marcar qué punto del circuito es la entrada.

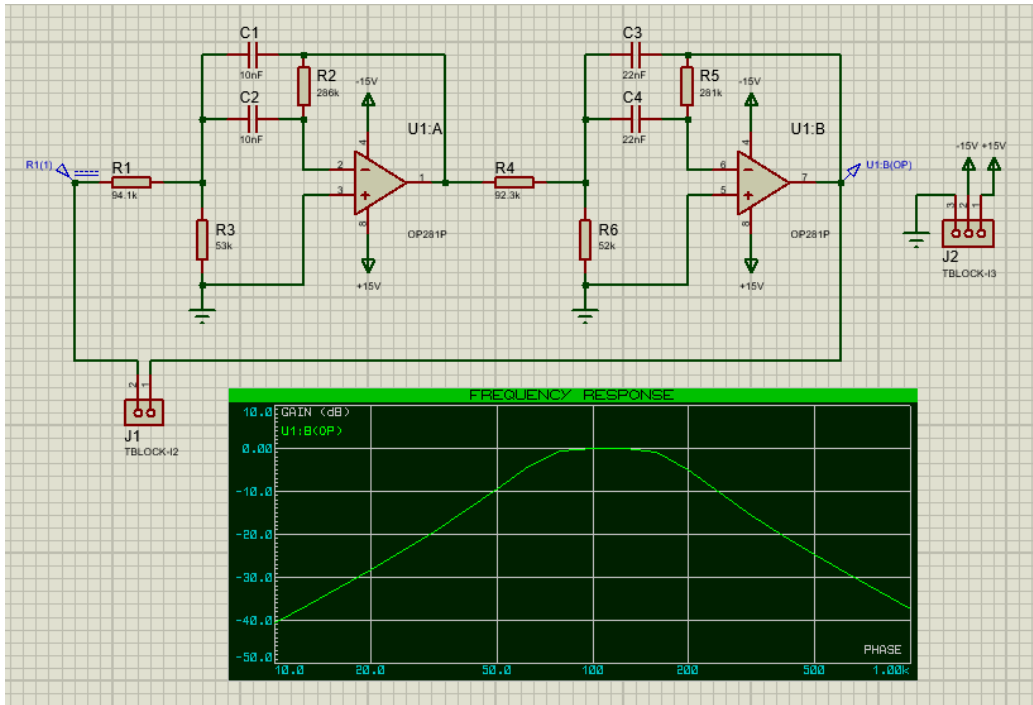


Figura 24 - Simulación de la etapa de filtrado con alimentación simétrica.

Se puede observar que la forma obtenida en la gráfica es la de un filtro pasabanda. *Proteus* proporciona los datos de la gráfica como documento .DAT para poder exportarlo a otros programas. Realizando una exportación a *Microsoft Excel*, se puede analizar el diagrama en mayor profundidad.

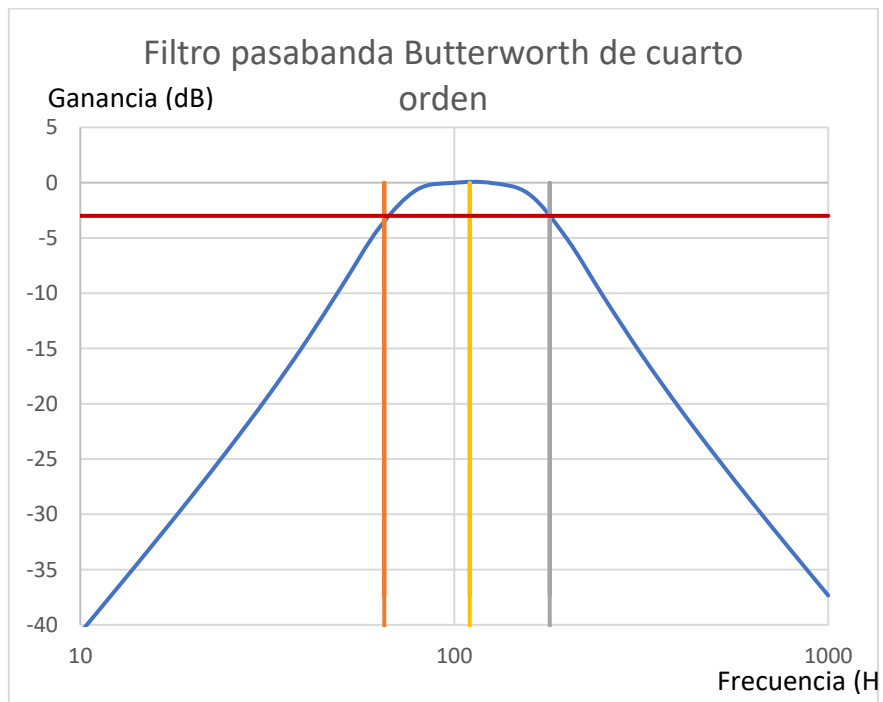


Figura 25 - Diagrama de bode del filtro pasabanda.

Se han añadido líneas adicionales en valores de especial interés como la frecuencia de corte inferior de 65 Hz (naranja), la frecuencia central en 110 Hz (amarillo), la frecuencia de corte superior de 180 Hz (gris) y la atenuación de 3 dB (rojo).

Se puede observar que la banda pasante tiene una ganancia de 0 dB, excepto en los puntos próximos a las frecuencias de corte, donde se produce la atenuación de 3 dB. La frecuencia central teórica de 110 Hz sigue marcando el eje de simetría del diagrama.

5.2.2 ALIMENTACIÓN UNIPOLAR

Una vez comprobado que la simulación del diseño del filtro cumple con las especificaciones, es preciso adaptarlo a la alimentación unipolar. El método que se ha seguido para introducir alimentación unipolar en este proyecto consiste únicamente en el desplazamiento de la señal de referencia, creando una masa virtual. Este procedimiento no interfiere con el diagrama de *Bode*, por lo que cabe esperar una respuesta idéntica con referencia en 4.5 V.

Debido a que la referencia de la simulación ya no se encuentra en masa, las sondas necesarias para trazar el diagrama de *Bode* en *Proteus* no se pueden utilizar, ya que están vinculadas a masa de forma predeterminada. Por lo tanto, la simulación se ha realizado introduciendo una señal senoidal, con tres frecuencias distintas para tres casos concretos: en el rango de la banda pasante (100 Hz), por debajo de la frecuencia de corte inferior (50 Hz) y por encima de la frecuencia de corte superior (300 Hz).

En primer lugar, se configura la fuente de tensión con una amplitud de 30 mV, ya que es la amplitud aproximada de la salida de la etapa de preamplificación en la simulación anterior, y una frecuencia de 100 Hz.

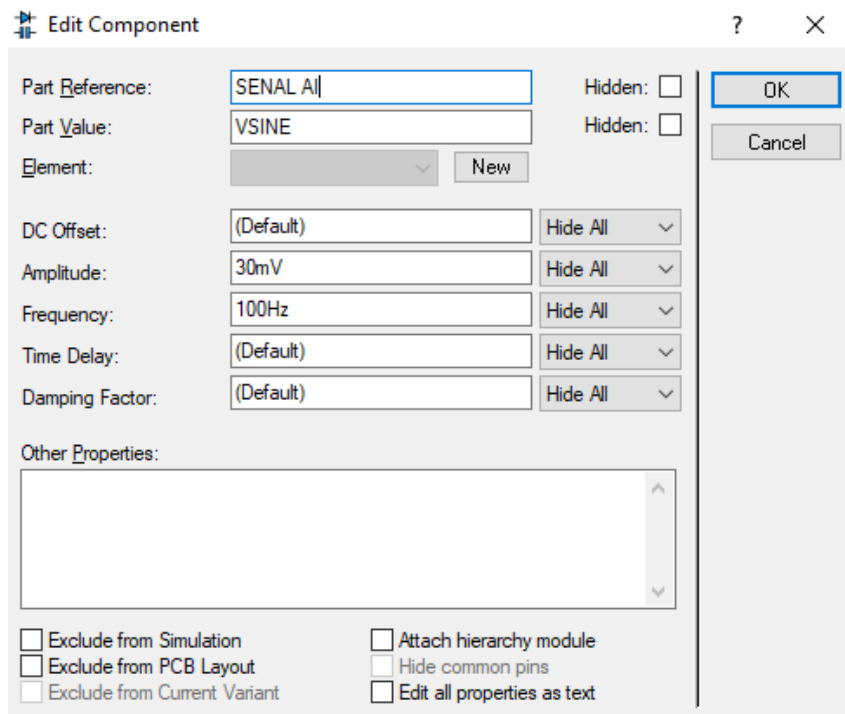


Figura 26 - Configuración de la fuente de tensión alterna.

Cabe esperar que la amplitud de la señal no se vea atenuada, ya que se encuentra en el rango de la banda pasante, en la zona central. Es probable que aparezca un desfase entre la entrada y la salida, pero esto no afecta a esta aplicación, como ya se ha señalado anteriormente. Conectando un osciloscopio en una configuración similar a la del apartado anterior, se podrán observar las señales de entrada y salida del filtro superpuestas.

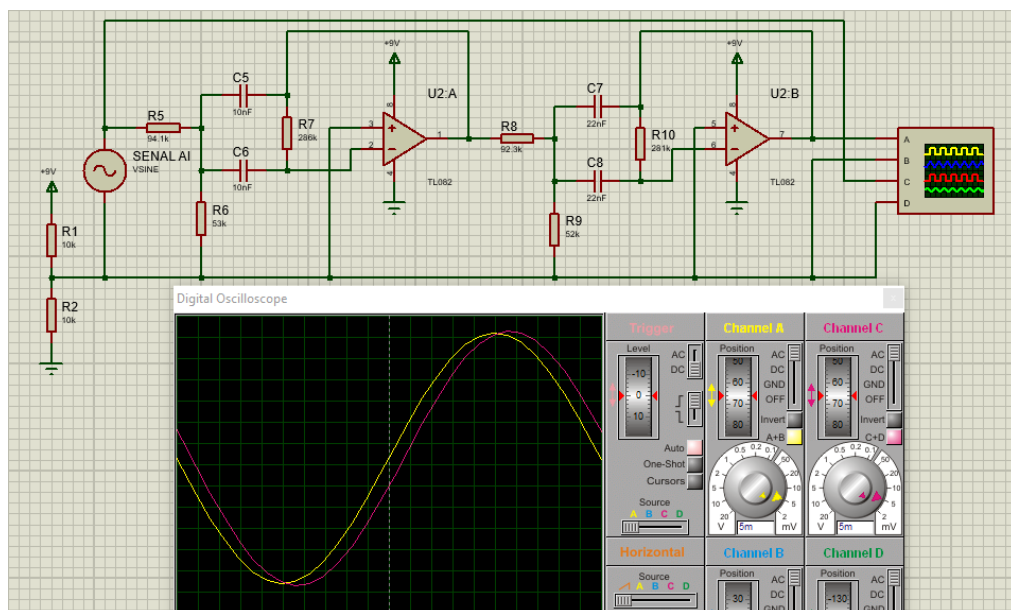


Figura 27 - Simulación del efecto de filtrado con alimentación unipolar sobre una señal senoidal de 100 Hz.

La traza magenta representa la entrada del filtro, mostrando la señal senoidal programada. La traza amarilla representa la salida del filtro, con la señal de amplitud idéntica y un ligero desfase.

Para comprobar si se está llevando a cabo la atenuación esperada por debajo de los 65 Hz, se programa la fuente de tensión para proporcionar una señal de 50 Hz de la misma amplitud que en el caso anterior.

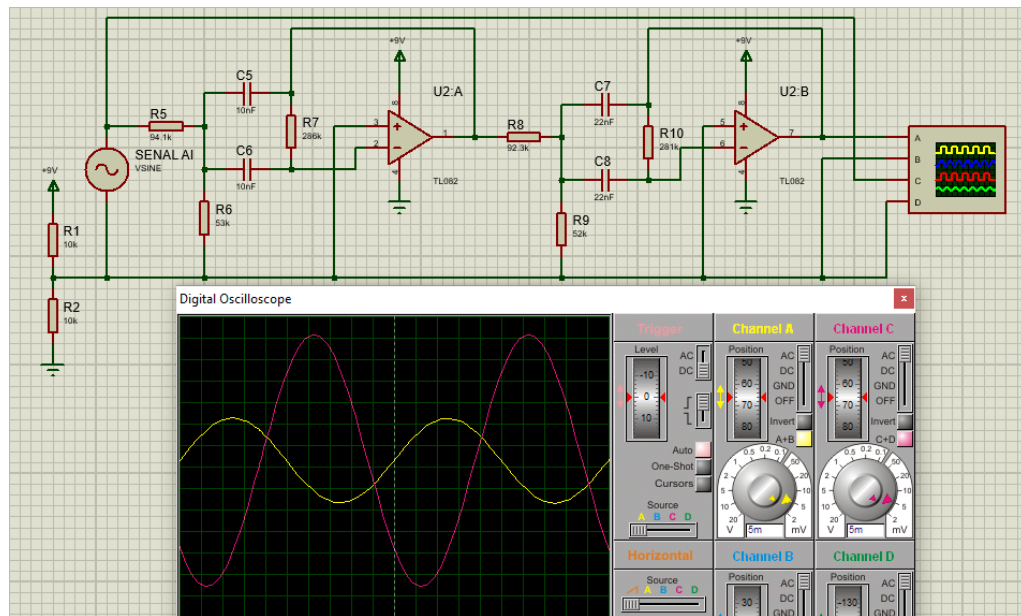


Figura 28 - Simulación del efecto de filtrado con alimentación unipolar sobre una señal senoidal de 50 Hz.

En esta ocasión, la traza de la salida (amarilla) se ve claramente atenuada respecto de la entrada (magenta), teniendo en cuenta que la escala en la representación de ambas es la misma. Es esta atenuación la que tendrá lugar cuando exista una señal parásita causada por ruido eléctrico.

De la misma manera, se comprueba el rechazo a ruido de frecuencias superiores a 180 Hz. De forma análoga al caso anterior, se modifica la frecuencia para que su valor sea de 300 Hz.

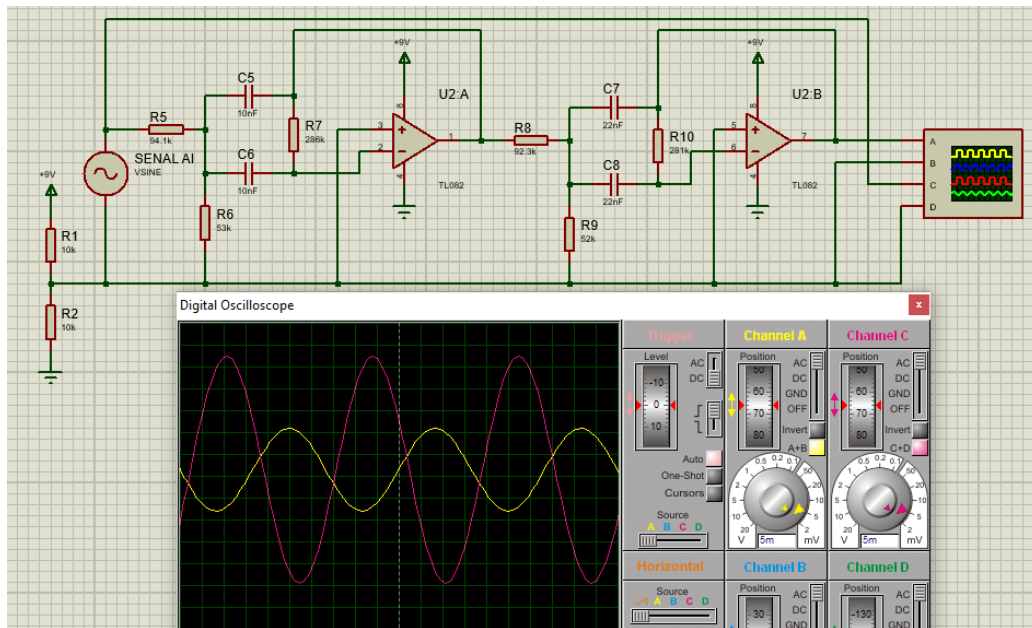


Figura 29 - Simulación del efecto de filtrado con alimentación unipolar sobre una señal senoidal de 300 Hz.

Una vez más, la traza de salida (amarilla) se ve claramente atenuada respecto de la traza de la entrada (magenta). Cuanto mayor sea la frecuencia, mayor será la atenuación en la parte del espectro superior a 180 Hz, por lo que los ruidos de alta frecuencia serán eliminados antes de la amplificación.

En conclusión, el filtro funciona correctamente para alimentación unipolar de 9 V con referencia en 4.5 V.

5.3 AMPLIFICACIÓN

Es en la etapa de amplificación donde tiene mayor repercusión el hecho de no poder simular el comportamiento con una señal EMG, sino que se emula con una señal senoidal. Debido a la diferencia en el valor eficaz entre ambas, es muy probable que una ganancia adecuada para una señal EMG sea demasiado grande para una senoidal y, por lo tanto, sature la salida.

Por esta razón, la simulación mediante software no es un recurso válido para determinar la ganancia del amplificador y, en consecuencia, se determinará de forma experimental.

No obstante, se puede comprobar que la configuración seleccionada de amplificador no inversor funciona correctamente. Una vez más, se ha simulado la referencia de la alimentación unipolar mediante un divisor de tensión, y se ha simulado la señal de entrada como una senoidal de amplitud 30 mV y frecuencia 100 Hz. Para evitar la saturación a la salida, se ha implementado una resistencia de *input* de 1 kΩ, y una resistencia de *feedback* de 75 kΩ. De acuerdo con la expresión de la ganancia del amplificador no inversor (7), la ganancia resultante es de 76.

$$G = \frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{R_f}{R_i} = 1 + \frac{75 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega} = 76 \quad (7)$$

Conectando el osciloscopio para visualizar simultáneamente la entrada y la salida, se pueden observar la entrada y la salida superpuestas.

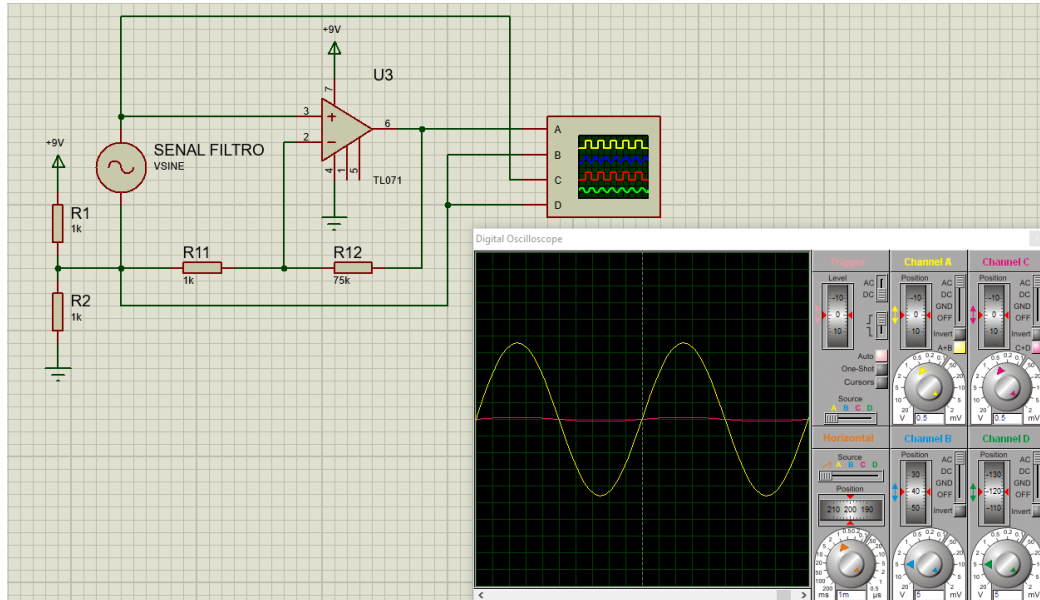


Figura 30 - Simulación de la etapa de amplificación.

Al tratarse de una configuración no inversora, los máximos y mínimos de ambas señales coinciden en el tiempo, y se observa una clara amplificación de la señal de salida (amarilla) respecto de la entrada (magenta).

Para comprobar que la ganancia es la correcta, se procede a separar ambas señales y cambiar la escala para poder realizar mediciones.

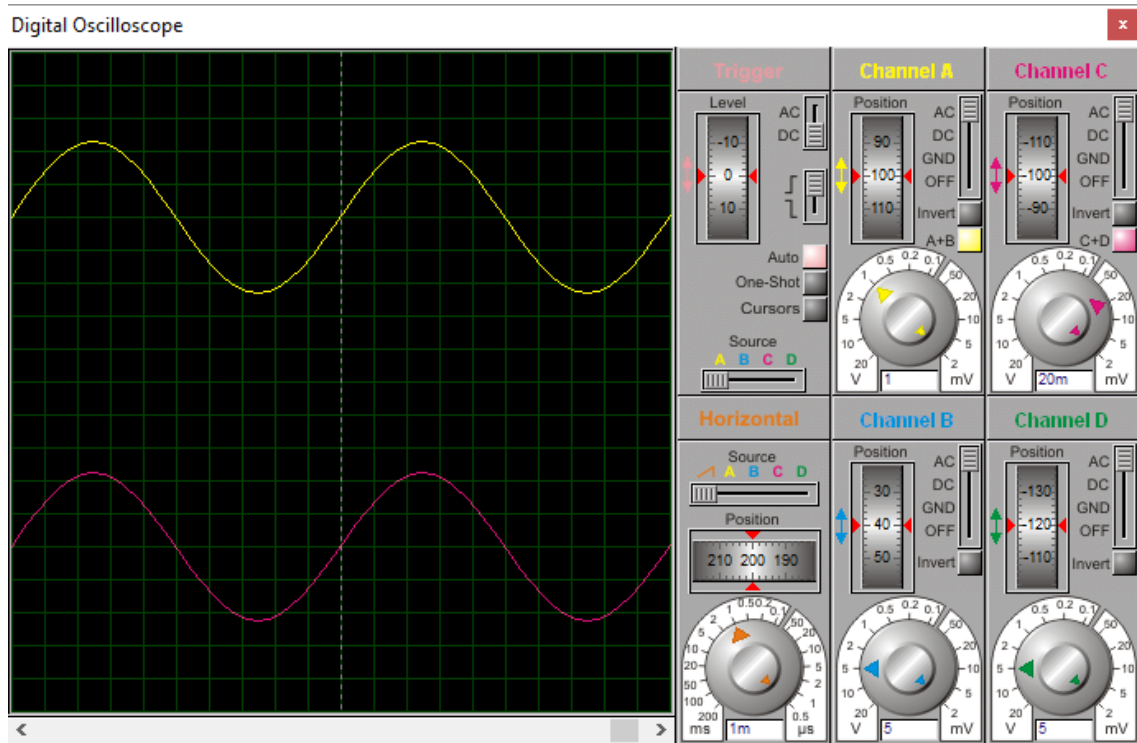


Figura 31 - Comparación de las señales de entrada y salida de la etapa de amplificación.

La señal de entrada (magenta) está representada con una cuadrícula de 20 mV por unidad. Por lo que su amplitud es de 30 mV. La señal de salida (amarilla) se ha representado con una cuadrícula de 1 V por unidad. Es decir, tiene una amplitud de 2.3 V aproximadamente.

Teniendo en cuenta que la tensión a la salida es igual a la tensión a la entrada multiplicada por la ganancia (8), cabe esperar a la salida, de forma teórica, la siguiente amplitud.

$$V_o = G \cdot V_i = 76 \cdot 0.03 \text{ V} = 2.28 \text{ V} \quad (8)$$

Por lo tanto, el circuito está amplificando correctamente, ya que los 2.3 V medidos de forma aproximada y el valor teórico de 2.28 V son muy similares.

5.4 ETAPA DE REFERENCIA

La última etapa por simular es la encargada de generar la señal de 4.5 V de referencia. Se ha optado por cambiar el operacional recomendado por la aplicación *Filter Wizard* por el *TL071CP*. Es el mismo componente que el utilizado en la etapa de amplificación, de bajo ruido y baja distorsión armónica.

Tras implementar el circuito en *Proteus*, se comprueba que proporciona los 4.5 V de referencia cuando se alimenta con 9 V unipolares.

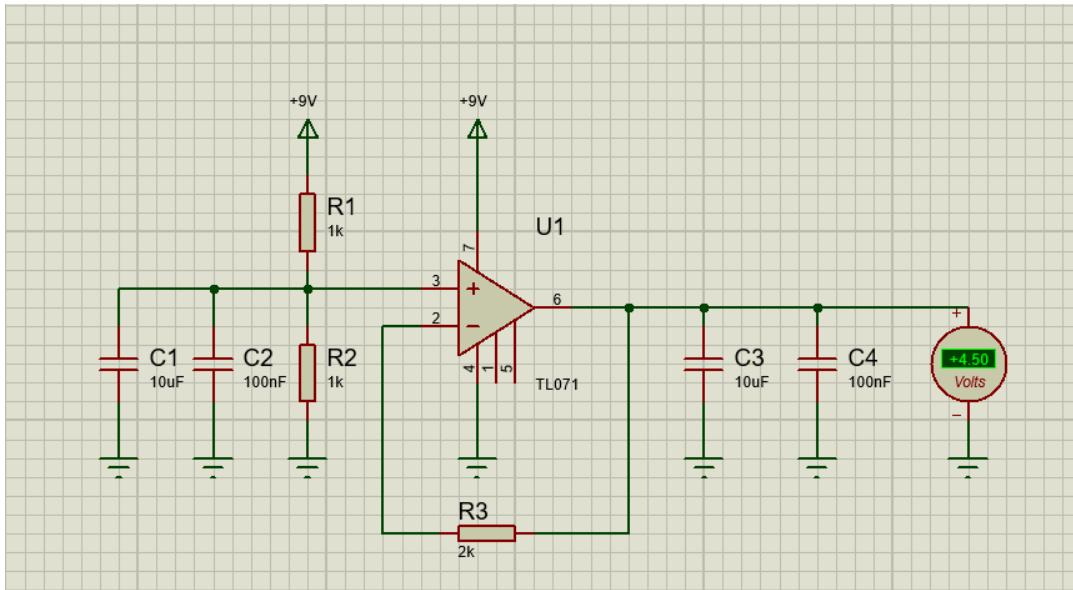


Figura 32 - Simulación de la etapa de referencia.

Aunque el resultado es satisfactorio, esta parte de la simulación no aporta demasiada información sobre el comportamiento de esta etapa en la aplicación real. Como se ha mencionado anteriormente, *Proteus* trabaja con valores ideales, sin interferencias ni señales parásitas, por lo que la estabilidad de este circuito en la simulación no es representativa de la estabilidad del circuito físico. Por lo tanto, es preciso comprobar su correcto funcionamiento en la fase de implementación física del circuito.

5.5 DISEÑO COMPLETO

Aunque *Proteus* permite simular el circuito completo, la simulación es extremadamente lenta al combinar todas las etapas debido a la cantidad de cálculos que ha de simular simultáneamente. Esto imposibilita realizar un análisis de la simulación del circuito completo. Sin embargo, gracias a la simulación por etapas, se puede estimar el comportamiento global del circuito de acondicionamiento. El esquema eléctrico resultante de la conexión de las diferentes etapas es el que se puede observar en la figura siguiente.

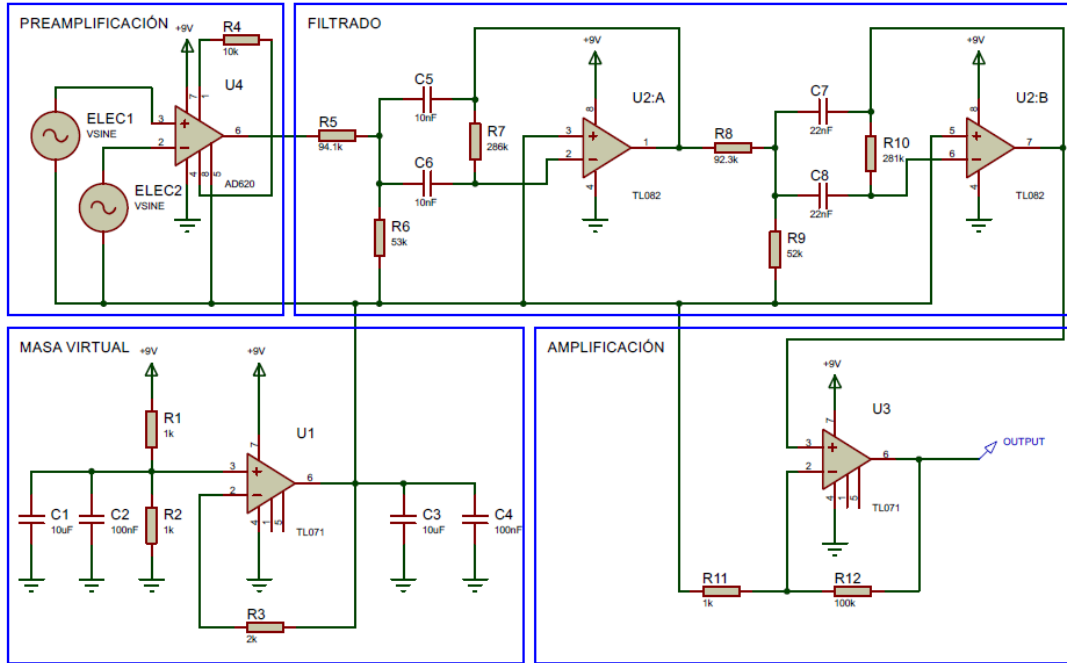


Figura 33 - Diseño global del circuito de acondicionamiento de señal EMG.

6 IMPLEMENTACIÓN FÍSICA

La implementación del circuito diseñado se ha llevado a cabo sobre una placa de prototipos, con los componentes seleccionados previamente, exceptuando la etapa de filtrado. Esta etapa se implementó sobre una placa de circuito impreso (PCB) como parte de un proyecto anterior. Se ha elegido esta etapa para la implementación sobre una PCB debido a que se trata de un bloque invariable para todas las aplicaciones EMG, ya que las frecuencias que consigue filtrar son comunes para la actividad muscular de todo el cuerpo, mientras que las etapas de preamplificación y amplificación pueden variar según el grupo muscular a detectar y el sujeto sobre el que se realice el análisis EMG. Por lo tanto, materializar la etapa de filtrado sobre una PCB la hace funcionar como un solo componente durante el montaje, facilitando los ajustes pertinentes en las otras etapas durante la etapa de pruebas.

6.1 IMPLEMENTACIÓN DE LA ETAPA DE FILTRADO

El software *Proteus* cuenta con la herramienta *Ares*. Esta herramienta permite realizar el diseño de una placa de circuito impreso a partir de un esquema diseñado previamente. Es este proceso el que se ha seguido para la implementación sobre una PCB del filtro pasabanda.

Como se ha explicado anteriormente en el apartado 5.2.1, la simulación del circuito del filtro pasabanda contaba con dos elementos llamado J1 y J2, que se corresponden con los conectores de alimentación simétrica y señal de entrada/salida. Aunque están excluidos de la simulación, estos componentes aparecen en la herramienta *Ares* para simular la posición que ocuparán sobre la placa. En la siguiente figura se puede observar la disposición de componentes que se ha diseñado, así como las conexiones de las pistas.

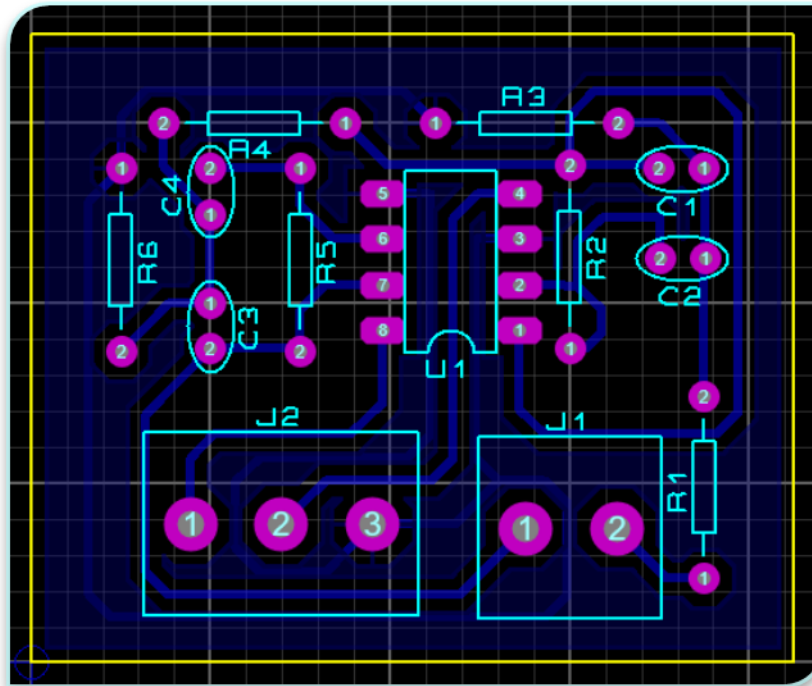


Figura 34 - Diseño de la etapa de filtrado sobre PCB en Ares.

La disposición de los componentes se ha optimizado con el objetivo de que el camino entre dos componentes en conexión sea el más corto posible, interfiriendo con el menor número de pistas posible. Este aspecto es aún más importante en placas como las de este proyecto, que sólo cuentan con pistas en una de las caras. De no realizar una organización meticulosa de las pistas, el tamaño de la placa puede aumentar sustancialmente.

Adicionalmente, se ha incluido un plano de masa con la intención de aislar de interferencias en la medida de lo posible, de forma análoga al apantallamiento de cables.

El conector J2 cuenta con tres terminales para la alimentación positiva, alimentación negativa y masa, respectivamente. El conector J1 cuenta con dos terminales para la salida y entrada de la señal, respectivamente.

Con la misma herramienta Ares, se puede realizar una simulación en tres dimensiones con los componentes implementados sobre la placa, para comprobar que el espaciado entre ellos es el suficiente.

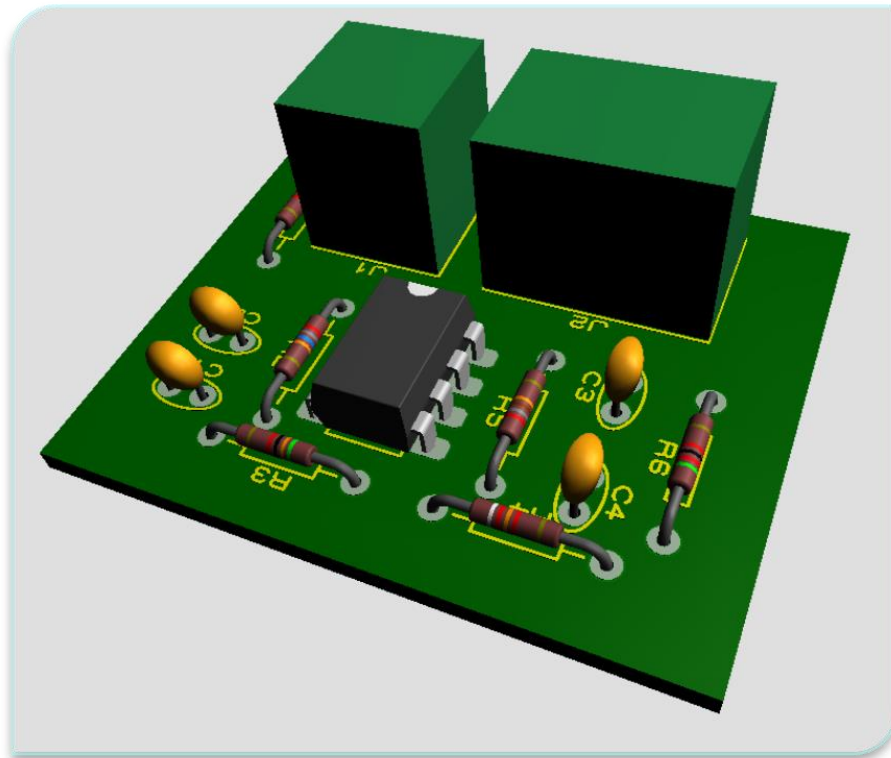


Figura 35 - Simulación en 3D de la PCB con componentes implementados.

Tras comprobar que la disposición de componentes es adecuada, se procede a la impresión del fotorolito. Se trata de una lámina transparente sobre la que se imprimen las pistas con una tinta negra opaca.

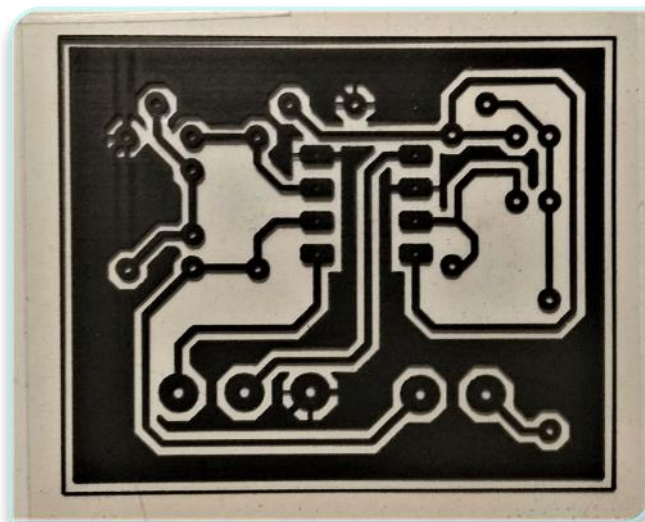


Figura 36 - Impresión de fotorolito de la etapa de filtrado.

Este fotolito se superpone sobre una placa de cobre apta para el método de insolado, y se introduce en una insoladora. Esta insoladora es capaz de degradar la capa protectora que se encuentra sobre la superficie de cobre mediante luz ultravioleta. La impresión opaca impide que la luz incida sobre las zonas de la placa en las que el cobre debe permanecer, como terminales y pistas. Finalmente, a través de un baño de ácido, las partes de cobre sin protección desaparecen, dejando únicamente las pistas de cobre. Tras soldar los componentes a la placa, el resultado es el siguiente.

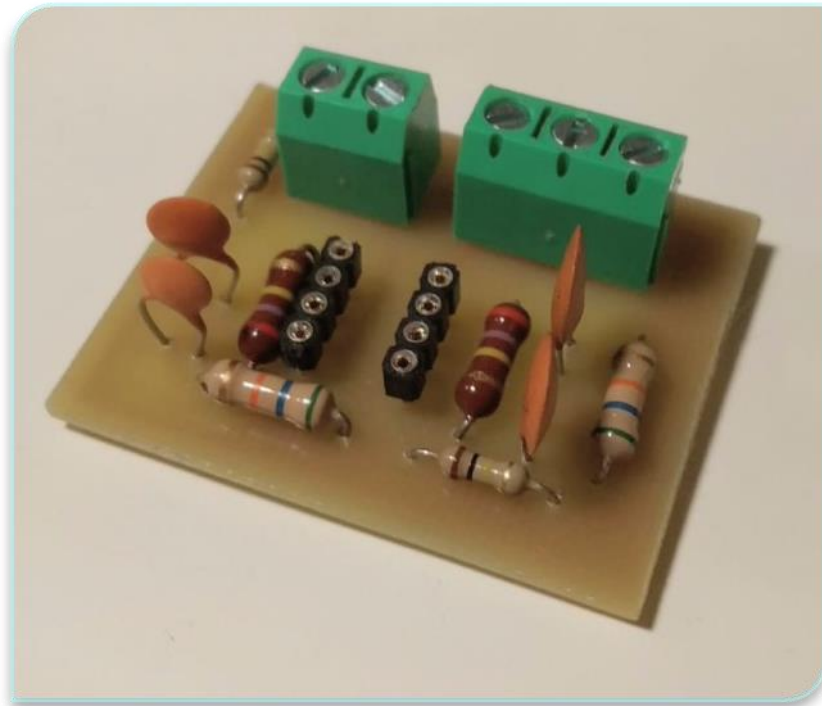


Figura 37 - Etapa de filtrado implementada sobre PCB.

Cabe destacar que en lugar del operacional *TLO82CP*, se ha soldado a la placa dos zócalos que permiten intercambiar el circuito integrado en caso de que deje de funcionar o se decida utilizar otro modelo.

Este proceso se puede implementar al circuito de acondicionamiento completo una vez se cuente con el diseño definitivo. Con un diseño de pistas a dos caras, se puede minimizar el tamaño de la placa y obtener un producto final integrable en una prótesis. La fabricación del filtro sobre una PCB ha servido como prueba de concepto para una posible implementación del circuito completo.

6.2 IMPLEMENTACIÓN DEL CIRCUITO COMPLETO

Una vez la implementación sobre la PCB de la etapa del filtro se ha llevado a cabo, se puede realizar el montaje total del circuito sobre la placa de prototipo. El resultado se puede observar en la siguiente figura.

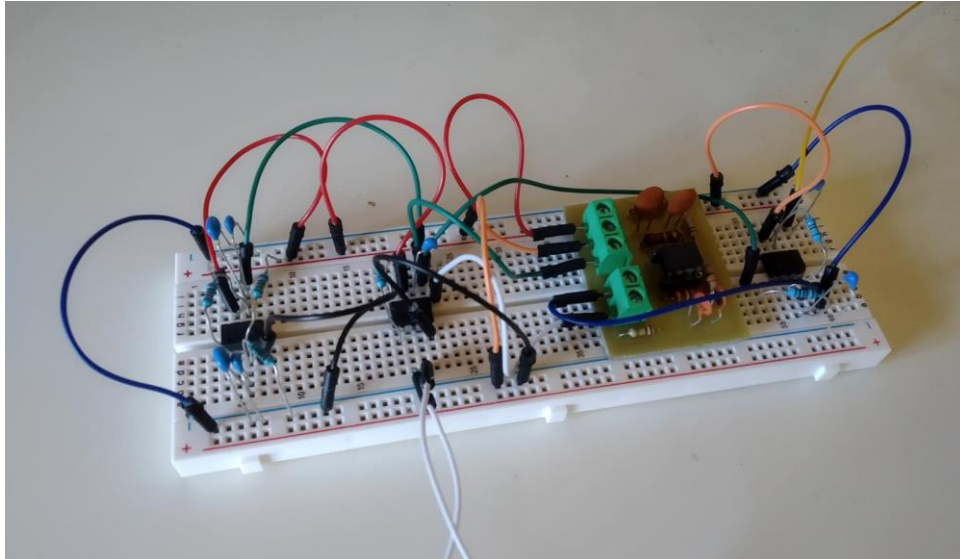


Figura 38 - Implementación física del circuito de acondicionamiento.

La disposición de los componentes sobre la placa está dividida en las etapas observables en el esquema eléctrico, para que revisar las conexiones pueda ser más intuitivo.

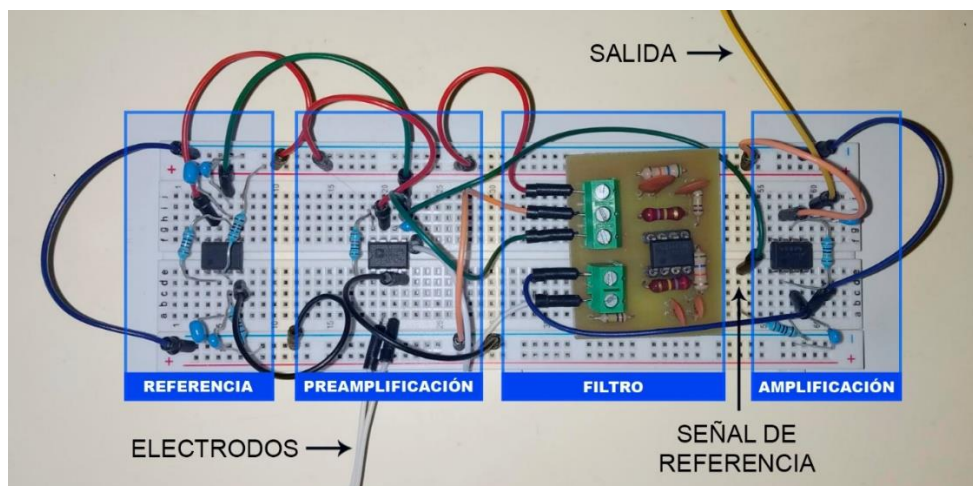


Figura 39 - Etapas del circuito de acondicionamiento en su implementación física.

Los dos cables procedentes de los pines 2 y 3 del amplificador de instrumentación en la etapa de preamplificación han de conectarse a los electrodos para realizar la amplificación diferencial. El tercer electrodo de referencia debe conectarse a alguna de las extensiones de la señal de referencia, como la representada en la figura anterior. Por último, la señal de salida se encuentra en el pin 6 del operacional en la etapa de amplificación, y se conectará a una de las entradas analógicas de la tarjeta *Discovery*.

7 IMPLEMENTACIÓN EN ARDUINO UNO

Una vez se ha realizado el montaje, se procede a comprobar su funcionamiento. Inicialmente, se ha conectado la salida a una de las entradas analógicas en un kit *Arduino UNO*, con el objetivo de emplear la interfaz gráfica (*serial plotter*) a modo de osciloscopio para visualizar la señal. De esta forma, se puede representar la señal y desarrollar el código para el movimiento del servomotor simultáneamente para, más tarde, incorporarlo y adaptarlo a la placa *Discovery*.

7.1 PROCESADO DE SEÑAL

Como se ha mencionado en el apartado anterior, el primer paso en el análisis de la señal amplificada y filtrada ha sido su visualización en el *serial plotter* de *Arduino*. Para ello, se ha desarrollado un código provisional capaz de leer la entrada analógica, asignarle la lectura a una variable y mostrarla por la interfaz gráfica.

Para llevar a cabo la primera prueba, se ha alimentado el circuito de acondicionamiento con una pila de 9 V, simulando la alimentación mediante baterías. Los dos electrodos de la señal EMG se han conectado al antebrazo para el análisis de apertura y cierre de la mano, con el electrodo de referencia en el codo. La señal obtenida está representada en la siguiente figura.

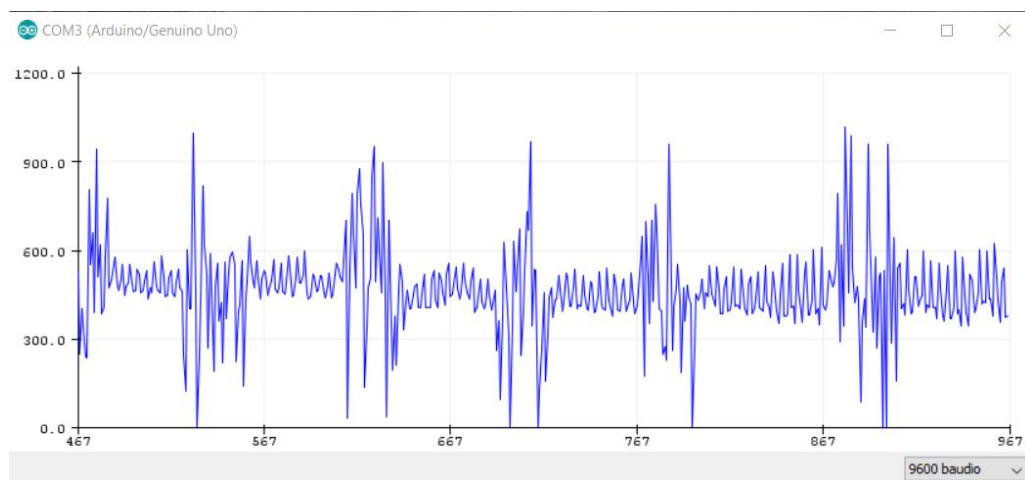


Figura 40 - Forma de la señal EMG acondicionada en el Serial Plotter de Arduino IDE.

La señal obtenida presenta las características esperadas en cuanto a la forma de onda. Se pueden observar picos de mayor amplitud agrupados en los momentos de cierre de la mano. Sin embargo, esta forma presenta una naturaleza muy aleatoria. Para contracciones similares, la respuesta bioeléctrica presenta formas muy variadas, únicamente coincidiendo entre sí en la amplitud de los picos.

Aunque las contracciones son apreciables, es complicado procesar la señal para detectar apertura y cierre, teniendo en cuenta que oscila siempre en torno a un valor de 500, aproximadamente, es decir, el nivel de continua es constante. No obstante, resulta de mayor interés procesar una señal con un nivel de continua variable, ya que, si se consigue

aislar dicho nivel, es posible compararlo de forma muy sencilla con valores de umbral. Una forma de transformar esta señal en otra que cambie su nivel de continua es obtener el valor eficaz (*Root Mean Square* o *RMS*).

El valor *RMS* de una señal cambiante corresponde al valor equivalente en corriente continua de dicha señal [29]. La fórmula para la obtención de este parámetro es la siguiente (9).

$$\text{valor RMS} = \sqrt{\frac{1}{b-a} \int_a^b y^2 dt} \quad (9)$$

Los valores de *a* y *b* representan los instantes inicial y final del dominio del tiempo en el que la señal tiene lugar. El valor *y* corresponde a la magnitud de la señal para un instante determinado.

Es decir, para un número concreto de muestras de una señal, el valor *RMS* se calcula realizando la raíz cuadrada de la suma del cuadrado de las muestras dividida entre el número de muestras.

Adicionalmente, la señal analógica recibida por la placa *Arduino* tiene una resolución de 10 bits, por lo que la escala de magnitud está comprendida entre los valores 0 y 1023. Resulta interesante realizar la conversión a tensión para que la visualización sea más intuitiva. Esto se consigue mediante la siguiente expresión (10).

$$\text{tensión de muestra} = \text{lectura de muestra} * \frac{5 V}{1023} \quad (10)$$

Tras hallar el valor *RMS* y realizar la conversión a tensión, se obtiene la siguiente señal a la entrada analógica del *Arduino*.

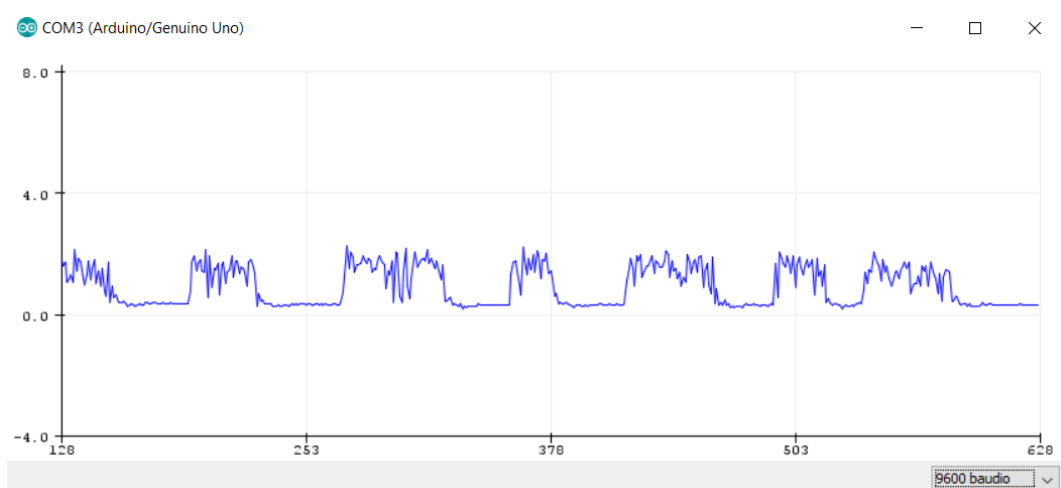


Figura 41 - Valor RMS de la señal EMG tras el circuito de acondicionamiento.

Se puede observar que, durante la relajación muscular, la señal es muy cercana a 0 V, mientras que, durante la contracción muscular, la señal alcanza picos de 2 V aproximadamente. Sin embargo, la señal presenta demasiadas oscilaciones durante la contracción, presentando un problema a la hora de establecer valores de umbral para el control del servo. Puede darse el caso de que la señal oscile alrededor de un valor de umbral, proporcionando activaciones y desactivaciones del servo en intervalos muy cortos de tiempo. Sería conveniente, por lo tanto, filtrar dichas oscilaciones.

Una solución muy común a este problema es la media móvil exponencial (MME). Se trata de un tipo de media móvil ponderada y es de uso muy común en economía. La ventaja de este tipo de media es su capacidad de variar ponderando con más peso a los valores anteriores que al nuevo valor adquirido. El peso de estos valores decrece exponencialmente según incrementa su antigüedad [30]. La expresión para hallar la media móvil exponencial es la siguiente (11).

$$MME = muestra \cdot \alpha + MME \cdot (1 - \alpha) \quad (11)$$

El valor de α está determinado en función del peso que se le desea dar a cada nueva muestra respecto del valor de la media en la lectura anterior. Es muy común utilizar un valor de 0.05 para α en aplicaciones de ingeniería y electrónica.

Para comprobar el efecto de este tipo de filtrado sobre la señal RMS, se ha representado simultáneamente la señal antes y después del filtrado para distintos valores de α .

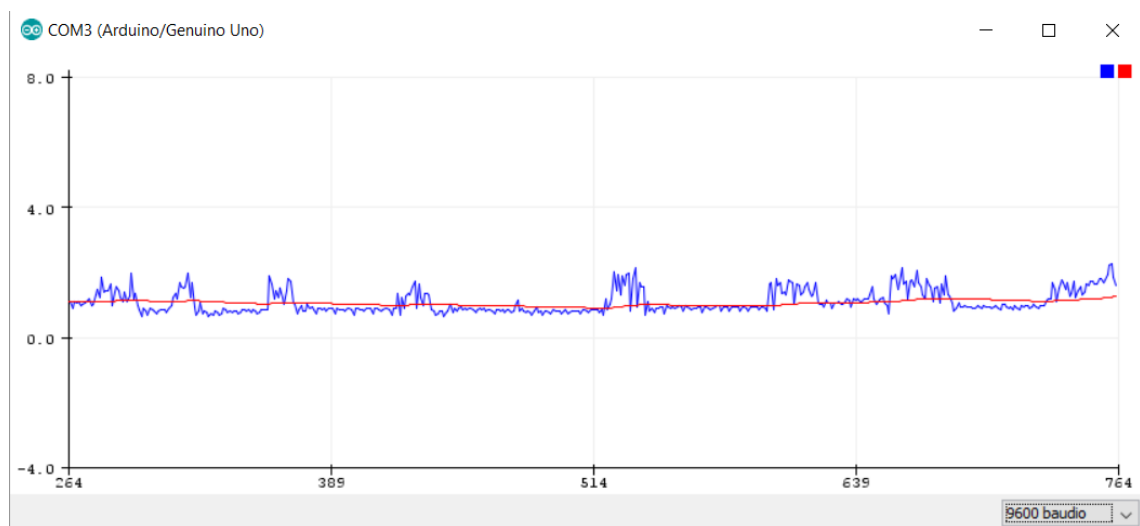


Figura 42 - Filtrado MME (rojo) de la tensión RMS (azul) para un valor de $\alpha = 0.01$.

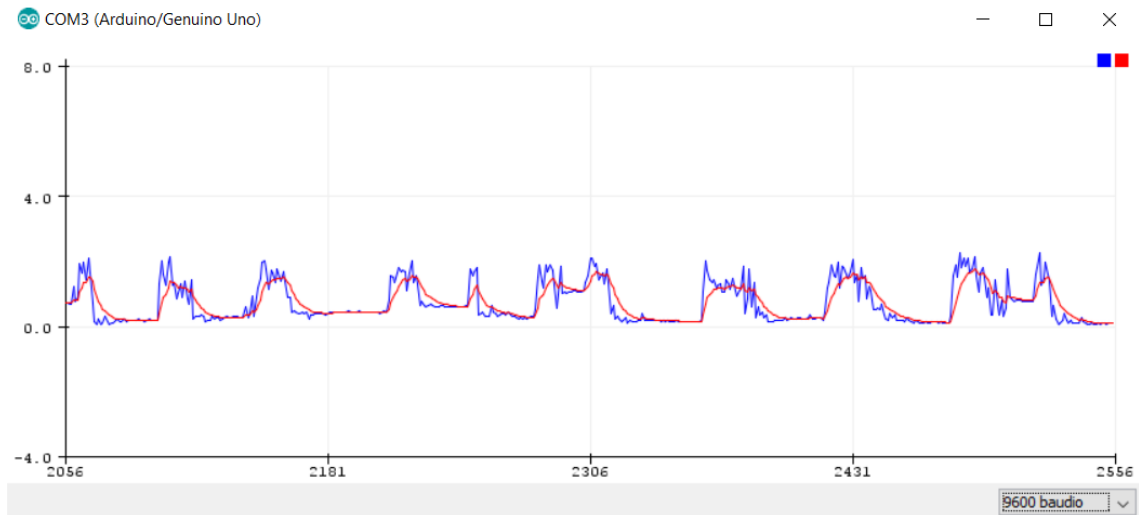


Figura 43 - Filtrado MME (rojo) de la tensión RMS (azul) para un valor de $\alpha = 0.2$.

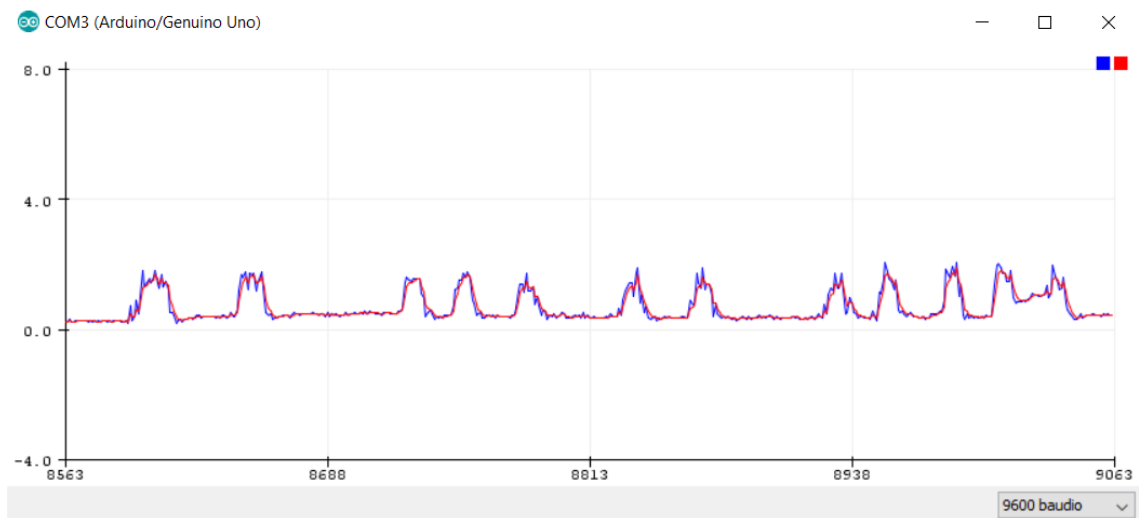


Figura 44 - Filtrado MME (rojo) de la tensión RMS (azul) para un valor de $\alpha = 0.5$.

Con estas representaciones, queda reflejado con mucha claridad el efecto del parámetro α . Para $\alpha = 0.01$, el peso de cada nueva lectura es tan bajo que apenas puede desviar la tendencia de la señal cuando se produce una contracción. Sin embargo, para $\alpha = 0.5$, el peso de cada nueva lectura es demasiado alto, ya que apenas filtra las oscilaciones producidas durante la activación muscular. El valor $\alpha = 0.2$ es un equilibrio entre ambos casos, permitiendo que las subidas de nivel sean perceptibles, pero filtrando las oscilaciones debidas a la aleatoriedad de los potenciales de acción de las unidades motoras.

Aunque la señal está más suavizada, esto también implica que se alcanzarán picos de menor amplitud. Por lo tanto, para establecer valores de umbral, habrá que analizar la amplitud de la señal filtrada.

Es preciso recordar que el enfoque del proyecto constaba de tres posibilidades de detección de actividad EMG: apertura y cierre de mano, contracción de tríceps y contracción de

dorsal. Se ha podido observar la forma de onda para el primero de estos casos, pero también es necesario visualizar la señal de los dos casos restantes. Para ello, se ha representado directamente el valor *RMS* y su correspondiente filtrado mediante MME.

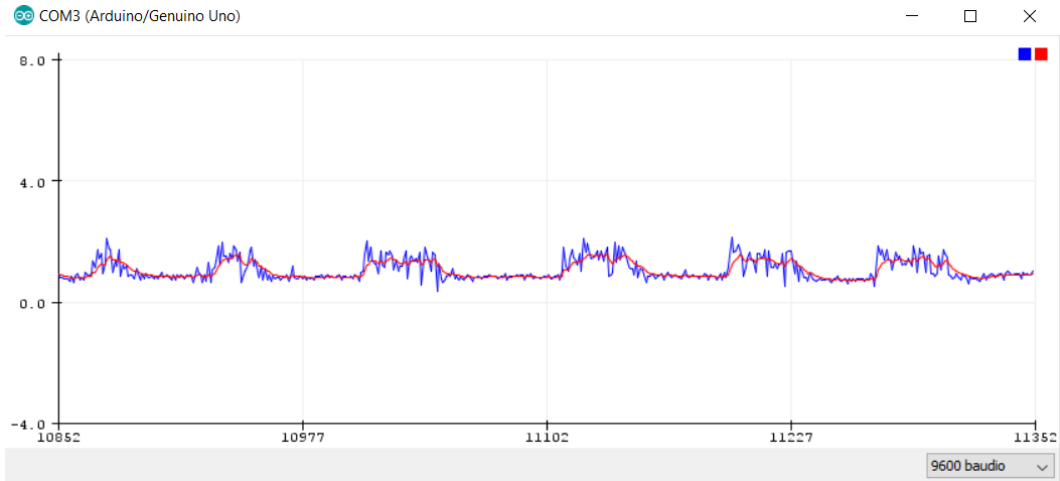


Figura 45 - Señal RMS del tríceps braquial antes (azul) y después (rojo) del filtrado MME.

En el caso del tríceps, la señal es más tenue. Cabe destacar que, para ciertas posiciones del brazo, resulta más complicado tensar este músculo, por lo que la viabilidad de implementar este tipo de control es dudosa, y se determinará más adelante en este documento.

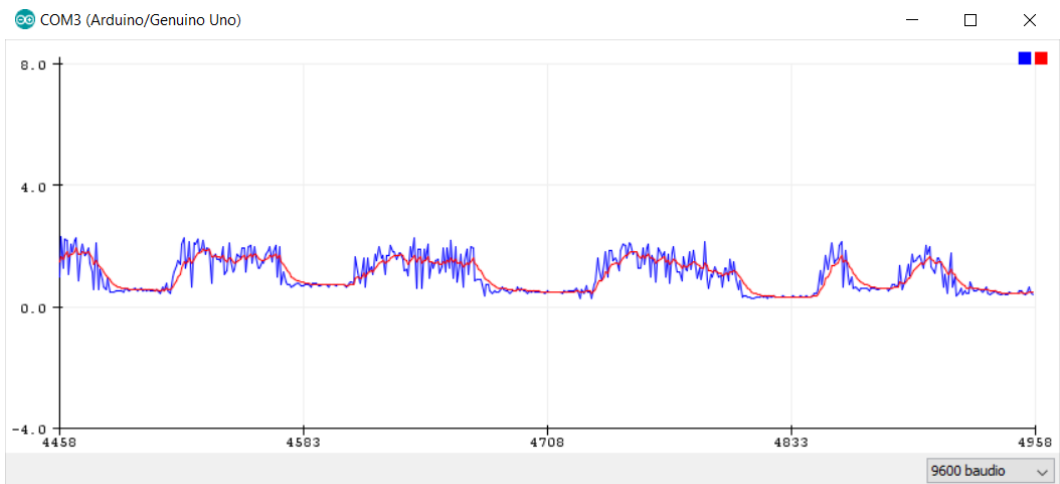


Figura 46 - Señal RMS del tríceps braquial antes (azul) y después (rojo) del filtrado MME.

Por el contrario, la señal del dorsal es más intensa, similar a la del antebrazo. Por ello, es más adecuada para establecer el control del servomotor que en el caso del tríceps.

Tras el filtrado mediante MME, se cuenta con una señal suavizada, por lo que se presentan dos posibilidades a la hora de implementar el control de un servomotor. El servomotor empleado es un *microservo* tipo *SG90*, muy común en las aplicaciones con *Arduino*.

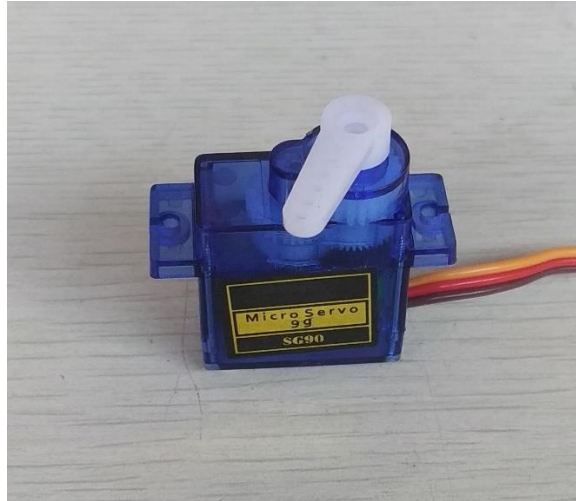


Figura 47 - Servomotor tipo SG90.

La primera consiste en el control todo/nada de manera que, cuando la señal supera cierto umbral, el servomotor se mueve al extremo contrario y, cuando la señal vuelve al reposo, el servomotor retrocede a la posición inicial. Este tipo de control es robusto, ya que ambas posiciones del motor son muy estables y no existen variaciones intermedias. Sin embargo, esto también constituye una desventaja. En casos en los que se requiera mayor movilidad en la prótesis, no existirá un rango de posiciones intermedias. En el caso de una prótesis de mano, sólo sería posible abrir o cerrar completamente la mano.

La segunda posibilidad consiste en realizar un control por fuerza. La posición del sensor estará determinada por la intensidad de la señal EMG filtrada. Las ventajas de un control de este tipo son opuestas al control anterior. La posición del servomotor puede cubrir todo un rango con suficiente precisión, a cambio de una menor robustez en el diseño. Pequeñas variaciones en la intensidad de contracción se verán reflejadas como variaciones en la posición del servomotor, incluso en casos en los que sean involuntarias.

Por supuesto, ambos controles se pueden sofisticar en gran medida para optimizar las ventajas que pueden aportar y reducir las desventajas. Sin embargo, con el fin de no complicar en exceso el diseño, se implementarán ambos controles con una programación sencilla.

7.2 CONTROL TODO/NADA

Este tipo de control se implementa en código de una forma muy sencilla. Su funcionamiento se basa únicamente en comparar la señal en cada instante con un valor umbral preestablecido. Si la señal supera dicho umbral, se actualiza la orden del servomotor para que alcance la posición opuesta a la de reposo. En *Arduino*, el control del servomotor se realiza de forma muy intuitiva gracias a la librería incorporada *Servo.h*. La función que incluye permite el movimiento del servo proporcionándole únicamente el ángulo que se desea que alcance, limitado entre 0 y 180 grados. El funcionamiento del servomotor se desarrollará en mayor profundidad en el apartado de implementación en la tarjeta *Discovery*.

Debido a que este control es demasiado simple por sí solo, y existe el riesgo de que variaciones rápidas alrededor del umbral causen oscilaciones en el servomotor, se ha implementado un ciclo de histéresis. Este método incluye dos umbrales para las dos posiciones del motor. Cuando se produce una contracción, la señal parte del reposo, cercana a 0 V. La amplitud ha de superar un umbral superior para activar el servomotor y cambiar la posición de 0 a 180 grados. Este umbral se ha establecido en 0.9 V. Cuando se produce la relajación muscular, la amplitud de la señal debe cruzar otro umbral distinto, con un valor más bajo que el umbral de activación. Este segundo umbral se ha situado a 0.6 V. El hecho de tener dos umbrales distintos para la subida y la bajada con una separación considerable entre ellos impide que variaciones rápidas, que generalmente pueden llegar a ser de 0.1 V, produzcan cambios involuntarios en la posición del servomotor.

7.3 CONTROL POR INTENSIDAD DE SEÑAL EMG

De forma alternativa al caso anterior, se puede implementar un control que comprenda un rango de valores, ya que la señal está lo suficientemente suavizada y no se producirán cambios bruscos de posición. Dado que el rango del servomotor es limitado, es necesario establecer qué intensidad de la señal EMG se corresponderá con el valor máximo de posición.

Sin embargo, la intensidad máxima de la señal puede variar entre usos, sujetos o grupos musculares. Esto implica que no se puede establecer un valor de intensidad máxima fijo ya que, por ejemplo, en músculos de menor intensidad, resultaría imposible alcanzar ese valor o, por lo contrario, con músculos de mayor intensidad resultaría muy sencillo saturar ese valor. Para evitar esto, el programa actualizará automáticamente el mayor valor de intensidad detectado, y almacenará ese valor para asignárselo a los 180 grados del servomotor. Es necesario incorporar un pulsador de *reset* conectado a una de las entradas digitales, que permita recalibrar el máximo valor de la señal EMG a voluntad.

Una vez implementada esta funcionalidad, se puede observar la señal *RMS* con el filtro MME y, simultáneamente, el valor máximo autoajustable.

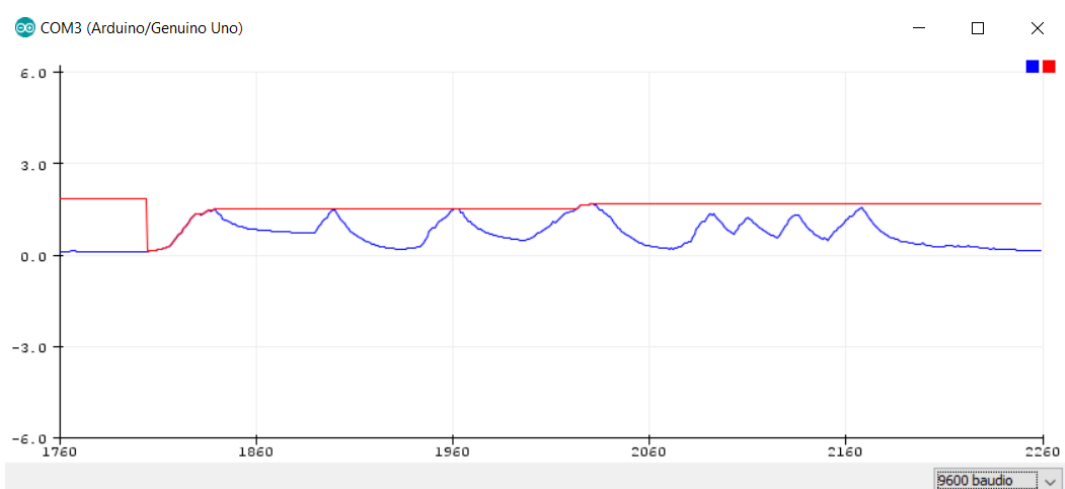


Figura 48 - Evolución de la señal EMG con filtro MME (azul) respecto del máximo calibrable (rojo).

Al comienzo de la gráfica se puede observar cómo el máximo disminuye a cero. Esto se corresponde con la activación del botón de *reset*. A partir de ese instante, el valor máximo se actualiza cada vez que la señal EMG lo supera.

Mediante la resolución de una regla de tres sencilla, se puede relacionar la amplitud de la señal EMG entre cero y el máximo con la posición del servomotor entre 0 y 180 grados. Finalmente, de manera análoga al control del apartado anterior, se hace uso de las funciones de *Arduino* para servomotores para actualizar su posición constantemente.

Finalmente, la implementación completa con el kit *Arduino* queda de la siguiente forma.

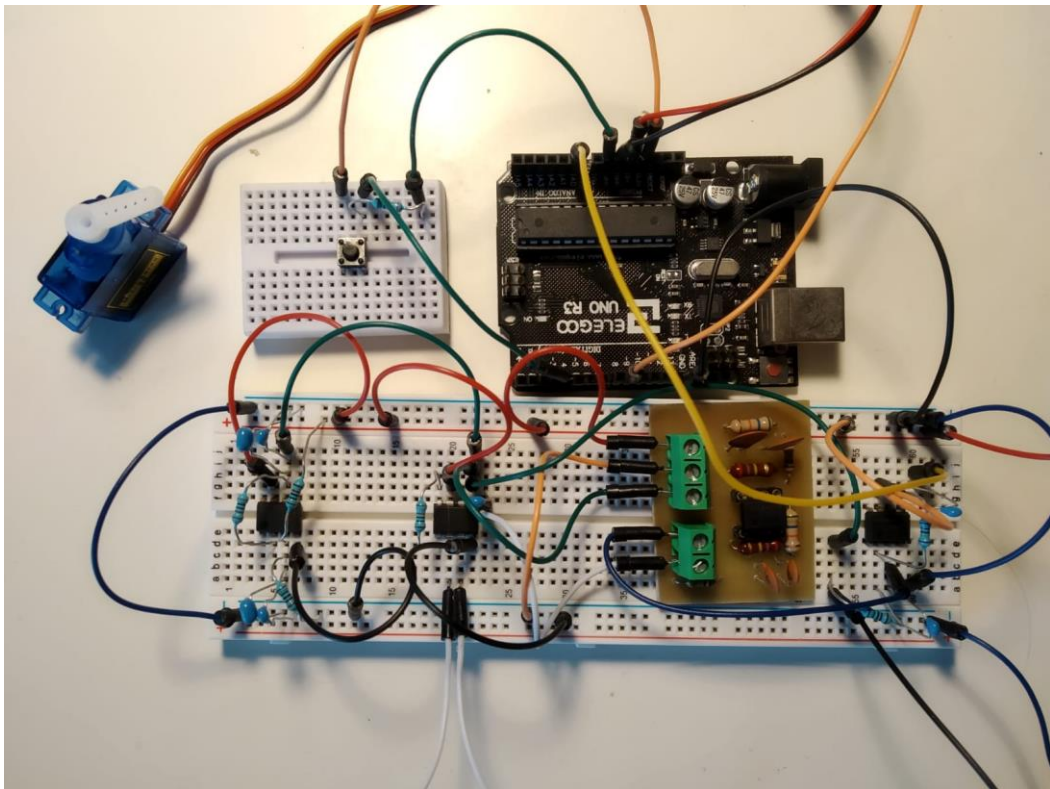


Figura 49 - Implementación del circuito de acondicionamiento, botón de calibración, servomotor y Arduino UNO.

La programación de ambos tipos de control se ha realizado en un mismo código de *Arduino*, permitiendo elegir entre uno y otro cambiando el valor de la variable *controlServo* a "0" para el control todo/nada, o a 1 para el control mediante intensidad. El siguiente paso consiste en la adaptación de este código a la tarjeta *Discovery*.

8 IMPLEMENTACIÓN EN LA TARJETA STM32F4 DISCOVERY

Para la implementación en la tarjeta *Discovery*, es necesario determinar qué funcionalidades de la placa serán necesarias. En primer lugar, será necesario realizar la lectura de la señal EMG, por lo que hay que habilitar una de las entradas analógicas. Por otra parte, el control del servo se reduce a llamar una función como en *Arduino*, sino que es preciso controlar una salida de propósito general (*General Purpose Input/Output* o *GPIO*)

en modo *PWM (Pulse Width Modulation)*, con anchos de pulso determinados para cada posición. Finalmente, es conveniente configurar el pulsador integrado en la placa para la calibración del nivel de tensión máximo en el control por intensidad EMG.

La configuración de estas funciones de la tarjeta se puede realizar de diferentes formas. Algunas, como la redacción a mano del código de configuración, puede resultar tedioso y requiere amplios conocimientos de la arquitectura de la tarjeta *Discovery*. No obstante, existe la herramienta *STM32CubeMX*. Se trata de una herramienta gráfica que permite una fácil configuración de microcontroladores y microprocesadores *STM32* a través de un proceso paso a paso [31].

Por último, se ha empleado el entorno de desarrollo *Keil μ Vision 5* para la creación y ejecución del código. Este entorno de desarrollo cuenta con administración de proyectos, entorno de ejecución, edición de código fuente y depuración de programas, entre otros [32].

8.1 CONFIGURACIÓN DE PUERTOS

Tras generar un nuevo proyecto en el software *STM32CubeMX*, seleccionando el controlador *STM32F407VGT*, correspondiente al modelo *Discovery*, se procede a configurar las funcionalidades de la tarjeta que se van a utilizar.

En primer lugar, y con configuración más sencilla, se activa la entrada *GPIO* situada en el puerto PA0. Aunque el puerto PA0 cuenta con un pin físico en la tarjeta, está conectado al pulsador *USER* situado en la propia tarjeta. Dejando la configuración por defecto que sugiere el programa, esta entrada cuenta con una resistencia *Pull-Down*, es decir, se encuentra en estado bajo cuando permanece en reposo. Al activar el pulsador, la entrada cambiará a estado alto. Es este comportamiento el deseado para el pulsador de calibración.

A continuación, se procede a configurar la entrada analógica. De acuerdo con la documentación oficial, la tarjeta cuenta con tres conversores analógico-digital (*ADC*), con 16 canales de conversión, accesibles desde los tres conversores.

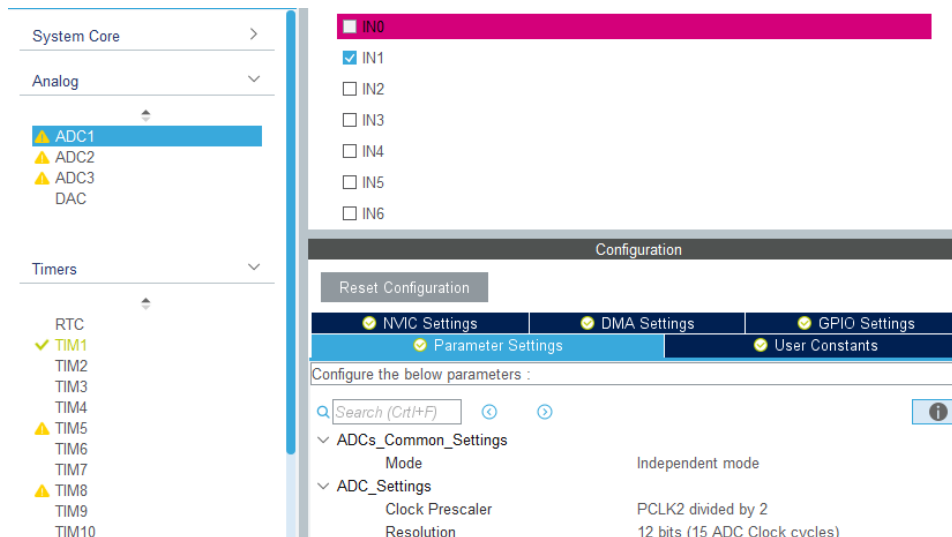


Figura 50 - Pantalla de configuración de puerto analógico en STM32CubeMX.

Esta selección se realiza sobre el menú desplegable de la izquierda. Tras seleccionar el convertidor 1, se puede observar que el canal 0 aparece en rojo, debido a que el pulsador ya ocupa el canal 0. Por lo tanto, se ha configurado la entrada analógica en el canal 1 del primer ADC. En el menú inferior derecho, se puede establecer una configuración detallada de las características del puerto analógico. Las opciones por defecto permiten la configuración de conversión simple, y es necesario cambiarla a conversión continua, ya que en ciertos intervalos de tiempo se tomarán varias muestras de forma continuada. La velocidad del reloj del ADC marca la rapidez en la toma de muestras de la señal. Para simplificar su configuración, se ha establecido un valor de *prescaler* de 8 y un tiempo de muestreo de 480 ciclos con el fin de ralentizar la velocidad de conversión y, posteriormente, se introducirá un retraso entre medidas en el desarrollo del código. También se ha modificado la resolución de 12 a 10 bits, para que coincida con la resolución del ADC de *Arduino*. Es posible modificar el programa desarrollado previamente para funcionar con resolución de 12 bits, pero resulta innecesario sabiendo que una resolución de 10 bits es suficiente, como se ha comprobado con la implementación en *Arduino*.

Finalmente, se realiza la configuración de la señal PWM. En la tarjeta *Discovery*, esta función se realiza mediante el uso de *timers*. Por lo tanto, es preciso activar uno de los *timers* y configurarlo para las características necesarias.

Estas características están determinadas por el servomotor que se desea usar. Para este proyecto, se ha utilizado un servomotor tipo *SG90*. Como se puede observar en la hoja de características (Anexo 12.1.4), este sensor cuenta con tres terminales. Dos de ellos se conectan a la alimentación de 5 V y masa, y el tercero necesita una señal de datos para determinar la posición. Esta señal es de forma cuadrada, con un periodo de 20 ms, es decir, frecuencia de 50 Hz. El rango de posiciones de 0 a 180 grados (En la hoja de características aparece como un rango de -90 a 90 grados) se consigue variando el ancho de pulso positivo en un rango de 1 a 2 ms. Es decir, el ciclo de trabajo estará comprendido entre el 5% y el 10%.

Los *timers* en la tarjeta *Discovery* se basan en cuentas de un contador. Por defecto, la frecuencia del reloj del *timer* 1 es de 16 MHz, por lo que será necesario reducirla para poder

conseguir la señal de 50 Hz. En la configuración del *timer* destacan tres valores: el *prescaler*, el periodo y el pulso.

Aunque la unidad básica del *timer* podría corresponderse con un milisegundo ya que resulta intuitivo para la programación, es necesario que se corresponda con un microsegundo. De lo contrario, en un periodo de 20 ms sólo sería posible implementar 20 posibles valores para el ciclo de trabajo. En milisegundos, las cuentas a realizar en un periodo de 20 ms serían 20000, lo que supone una resolución más que aceptable. El periodo, por lo tanto, será de 20000 cuentas.

Por lo tanto, de acuerdo con la expresión siguiente (12), es posible obtener la frecuencia de cuentas del *timer* 1.

$$frec.timer = periodo \cdot frec.PWM \quad (12)$$

Para la frecuencia *PWM* deseada de 50 Hz, con un periodo de 20000 cuentas, se obtiene una frecuencia del *timer* 1 de 1 MHz. Por lo tanto, es necesario ralentizar la frecuencia del reloj interno de 16 MHz a 1 MHz. El parámetro *prescaler* es el encargado de realizar esta función, mediante la siguiente relación (13).

$$frec.reloj = prescaler \cdot frec.timer \quad (13)$$

Por lo tanto, el valor del *prescaler* ha de ser 16. Teniendo en cuenta que la funcionalidad de los *timers* se basa en contadores que comienzan desde 0 y no desde 1, es correcto establecer un valor de *prescaler* de 15.

El último parámetro de la señal es el pulso, o ciclo de trabajo. En la tarjeta *Discovery*, sus unidades son las cuentas, al igual que el periodo. Por lo tanto, a la hora de programar, se deberá escribir en número de cuentas y no en porcentajes, que es otra forma habitual de expresarlo. Con los tres valores definidos, se puede configurar la salida *PWM* en *STM32CubeMX*.

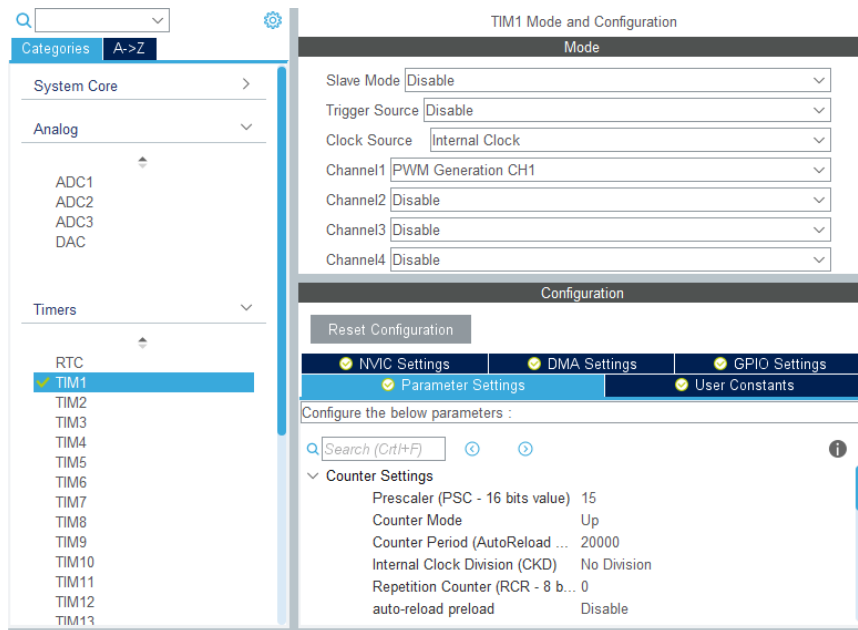


Figura 51 - Pantalla de configuración del timer 1 en STM32CubeMX.

Se ha seleccionado el *timer* 1, ya que se han realizado los cálculos con su frecuencia de reloj por defecto. La fuente de esta señal de reloj se ha configurado como la del reloj interno, y el propósito del canal 1 se ha establecido como generación de señal *PWM*. En la parte inferior, se han introducidos los valores de *prescaler* de 15 y de periodo de 20000. El valor inicial del pulso es irrelevante, ya que se modificará durante la ejecución del código a implementar.

Finalmente, se puede observar en la ventana *pinout* el estado final de los terminales del microcontrolador.

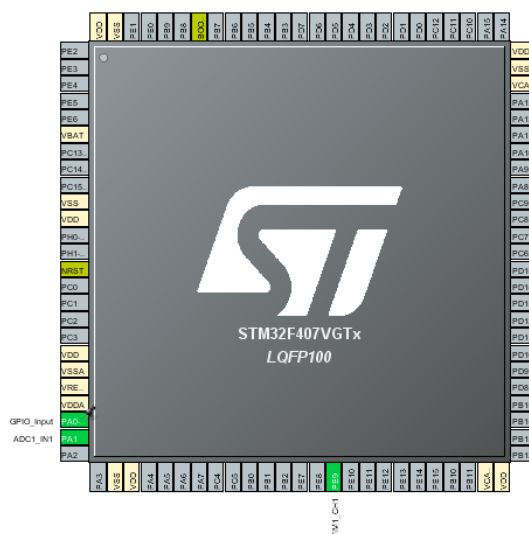


Figura 52 – Diagrama de terminales del microcontrolador STM32F407VGT.

En el pin PA0 no se conectará nada, ya que corresponde al pulsador integrado en la propia tarjeta. Al terminal PA1 se conectará la salida del circuito de acondicionamiento, para introducir la señal EMG al microcontrolador. Por último, en el pin PE9 se conectará la señal de datos del servomotor. Tras realizar las conexiones pertinentes, el montaje final queda de la siguiente manera.

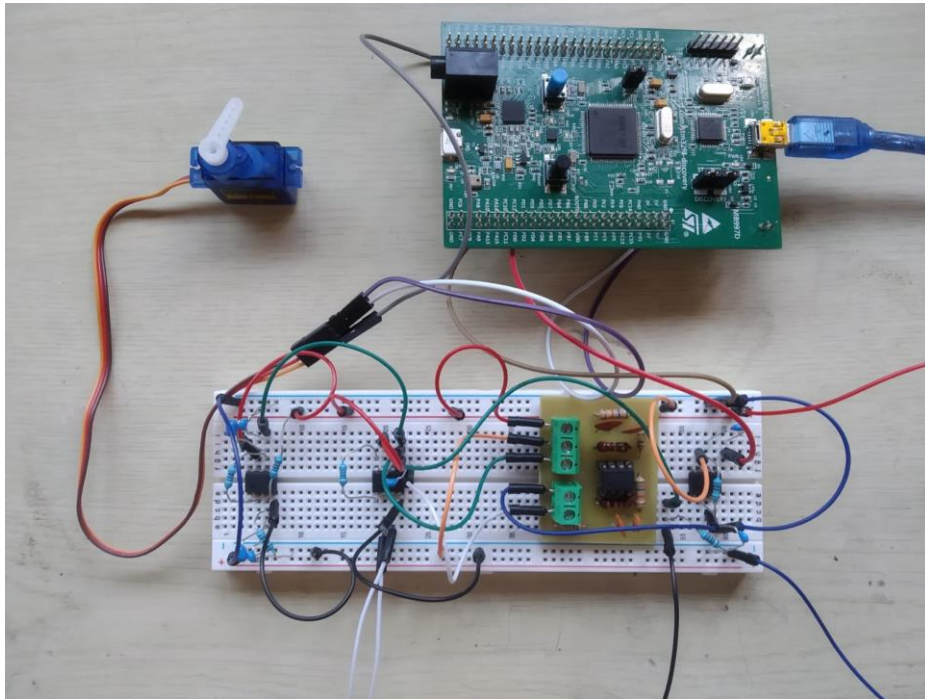


Figura 53 - Implementación del circuito de acondicionamiento, servomotor y tarjeta Discovery.

8.2 ADAPTACIÓN DEL CÓDIGO

Con la configuración establecida, se procede a generar la plantilla de código para desarrollar la aplicación en el entorno *Keil μ Vision 5*.

Una vez abierto en *Keil*, se pueden observar bloques reservados para el código del usuario, separados del código de configuración mediante líneas comentadas con el texto “*USER CODE BEGIN*” y “*USER CODE END*”, seguido de un número, según su ubicación en el programa.

En primer lugar, es preciso activar el *timer 1* a través de la función llamada en el segundo bloque de usuario. Posteriormente, se implementa el código diseñado para *Arduino*, realizando las adaptaciones pertinentes para adecuarlo a la tarjeta *Discovery*.

En el tercer bloque de usuario se puede implementar el código a realizar por la aplicación. De forma muy similar a la versión de *Arduino*, se ha comenzado realizando un bucle de 20 muestras para el posterior cálculo del valor *RMS*. La diferencia es que, en este caso, es necesario activar el *ADC* antes de la lectura y desactivarlo posteriormente. Mediante otro bucle, se halla la suma cuadrática de las muestras y, seguidamente, se halla el valor eficaz de las muestras mediante la raíz cuadrada de la muestra media. Realizando la misma conversión a tensión y filtrado MME que en la versión de *Arduino*, se obtiene la señal de

tensión filtrada. Cabe destacar que, en su implementación en la *STM32 Discovery*, se han observado resultados más precisos en el control por intensidad de señal EMG para un valor de α de 0.05. Esto se debe a que los retrasos entre muestras son distintos al programa de *Arduino*, y una respuesta más atenuante permite un control más estable.

El resto del programa continúa de forma idéntica a la versión anterior, exceptuando la comprobación del pulsador integrado en la placa, que se realiza mediante un comando predefinido.

Tras cargar el código en la placa y ejecutarlo, se ha observado que el comportamiento es el esperado, y es casi indistinguible del observado en la versión de *Arduino*. Por lo tanto, con esta última comprobación concluye la fase experimental del proyecto, para dar paso a las conclusiones y posibles mejoras basadas en la experiencia obtenida con este procedimiento.

9 CONCLUSIÓN

- Este procedimiento ha demostrado ser válido para la obtención y acondicionamiento de señales EMG de músculos con una actividad muscular intensa.
- En los tres casos planteados en el enfoque del trabajo se ha conseguido la implementación de sistemas de control para un servomotor, para ganancias de las etapas de acondicionamiento idénticas entre ellos. Por lo tanto, de implementarse en un producto comercial, no sería necesario aplicar ganancias variables, fuese cual fuese el nivel de amputación del miembro superior del usuario.
- El control mediante apertura y cierre de la mano resulta muy cómodo e intuitivo, y la señal EMG detectada es de una intensidad fácilmente procesable. Por ello, es el sistema de control implementado en este proyecto con mayor éxito. El control mediante contracción del tríceps braquial, aunque factible, es incómodo para el usuario. La tensión prolongada del tríceps puede resultar incómoda, así como dificultar algunos movimientos del brazo. El control mediante contracción del dorsal ancho, aunque también resulta incómoda la tensión prolongada, no interfiere con movimientos del brazo, por lo que su desarrollo podría mejorarse e implementarse en prótesis.
- Las conexiones eléctricas realizadas sobre la placa de prototipos son inestables. Aunque en este proyecto se toleran para probar el funcionamiento del prototipo, es necesario aplicar soldaduras de estaño para que las conexiones sean lo más estable posible. De esta manera, se mejoraría la calidad de la señal acondicionada.
- Resulta de vital importancia la preparación de la piel previamente a la aplicación de electrodos. Siguiendo las recomendaciones del proyecto *SENIAM*, la señal amplificada ha podido llegar a alcanzar hasta 1.5 V de amplitud más que con otros procedimientos menos rigurosos.

- El servomotor utilizado es muy sencillo y de poca precisión. En la implementación de una prótesis real, sería preciso acudir a servomotores de mayor exactitud, adaptando el código de la salida PWM a su tipo de control.
- Los electrodos empleados no han sufrido degeneración durante el tiempo que han permanecido adheridos a la piel (> 6 horas). Sólo ha disminuido su funcionalidad tras separarlos y volverlos a colocar (excepto recolocaciones muy seguidas al primer uso). Por lo tanto, las prótesis y exoesqueletos que empleen este tipo de sensores podrán utilizarse en sesiones muy extendidas sin necesitar un reemplazo.
- La alimentación del circuito de acondicionamiento se ha diseñado de tal forma que sea unipolar, y se ha simulado con 9 V, aunque teóricamente puede llegar a funcionar incluso para 36 V. En casos tan extremos, requeriría una adaptación de la señal EMG a la entrada de cualquier microcontrolador. No obstante, esta flexibilidad permite adaptar fácilmente el circuito a cualquier tipo de alimentación unipolar continua, determinada por los motores a controlar.
- Relacionado con el punto anterior, el consumo del circuito completo es muy bajo. La alimentación de los cuatro circuitos integrados empleados apenas alcanza 8 mA en total, por lo que la alimentación del circuito de acondicionamiento sería despreciable frente a la alimentación de servomotores.

10 FUTURAS LÍNEAS DE TRABAJO

Tras finalizar el proyecto, se puede hacer un recuento de aspectos que no se han podido tratar en la suficiente profundidad, y listarlos como posibles líneas de trabajo posteriores a este trabajo.

- Obtención de señales de dedos de la mano individuales mediante EMG de superficie. El movimiento de una prótesis se puede sofisticar hasta donde la tecnología permita. Por ello, resulta interesante plantear un control individualizado de los dedos de una mano protésica, realizando mediciones EMG de superficie en músculos aún más concretos.
- Control de varios servomotores a partir de una única señal EMG. Los movimientos que una prótesis o exoesqueleto debe realizar no suelen poder llevarse a cabo con un solo servomotor. Por lo tanto, varios motores deberán ser capaces de sincronizarse para realizar movimientos complejos o más robustos. Es interesante, por lo tanto, sofisticar la programación para que una misma señal genere una posición distinta en cada servomotor mediante procesamientos matemáticos.
- Mejorar el tiempo de respuesta del servomotor y el tiempo de muestreo del canal analógico de la tarjeta *Discovery*. Debido a que en este proyecto no procedía complicar la programación en exceso, se han utilizado tiempos de muestreo que no son óptimos, así como *delays* demasiado grandes. Configurando *timers* de la tarjeta *Discovery* para realizar *delays* más precisos, y optimizando el tiempo de

muestreo del canal analógico, la respuesta del servomotor se podrá aproximar en mayor medida a la respuesta instantánea ideal.

- Utilización de grupos musculares antagonistas para el movimiento de servomotores. Para el control del servomotor, sólo se ha empleado la contracción de un músculo para moverlo en una dirección, y la relajación de ese mismo músculo para retornarlo. Sin embargo, en el cuerpo humano existen músculos antagonistas, cuyas contracciones generan movimientos opuestos. Por ejemplo, el bíceps es responsable de la flexión del codo mientras que el tríceps es responsable de su extensión. La detección simultánea de la actividad de este tipo de grupos musculares puede conseguir un control muy preciso e intuitivo de servomotores.
- Utilización de configuración multipolar en grupos musculares complejos. La configuración multipolar puede detectar la actividad muscular cubriendo una superficie muy amplia. Este método puede ser útil para controles de movimientos complejos. Un ejemplo es el movimiento del hombro, capaz de rotar en tres ejes espaciales, involucrando a una gran cantidad de músculos en el proceso.
- Mayor integración de los componentes utilizados. Los amplificadores empleados en el proyecto, o componentes similares, cuentan con encapsulados mucho más reducidos en tamaño. Por lo tanto, se podría optimizar el diseño del circuito de acondicionamiento para miniaturizarlo en la medida de lo posible, para una mejor implementación en prótesis y exoesqueletos.
- Diseño de alimentación mediante baterías del proyecto completo. Debido a que el servomotor es una representación sencilla de todo el sistema de motores implementado en una prótesis o exoesqueleto, queda fuera de lugar determinar el tipo de batería para la alimentación del proyecto, ya que resulta muy probable que fuese necesario reemplazarlo a la hora de la implementación real. Por lo tanto, es interesante la implementación de este sistema en un mecanismo real y diseñar la alimentación global del proyecto.

11 PRESUPUESTO

Este apartado recoge el cálculo del coste total del desarrollo del proyecto. Se incluyen en este cálculo estimaciones del coste del personal, equipos informáticos, equipos de laboratorio, licencias del software empleado, y costes debidos al montaje experimental del prototipo, así como la suma de los subtotales correspondientes a estas categorías.

Se trata de un presupuesto orientativo, ya que el precio de la mayoría de los elementos varía con el tiempo, así como su ajuste de impuestos. En este caso, se ha aplicado el Impuesto sobre el Valor Añadido (IVA) del 21%.

Es preciso destacar que la Universitat Politècnica de València ha facilitado sus instalaciones y equipo de laboratorio, además de acceso al software *Proteus*, cuyo coste de licencia es superior a 1000 €, y una licencia educativa de *Microsoft Office 365*, por lo que su colaboración ha sido indispensable para la realización del proyecto.

11.1 COSTE DEL PERSONAL

En este subapartado se engloba el coste de los trabajadores implicados en el desarrollo del proyecto: el alumno autor del documento, considerado como graduado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática, y el profesor tutor.

Teniendo en cuenta que el proyecto se ha realizado desde noviembre de 2018 hasta junio de 2019, se puede realizar un desglose del tiempo empleado por el alumno en una serie de tareas:

- Documentación, formación previa y estudio de las disciplinas involucradas: 60 h.
- Estudio del enfoque del proyecto y análisis de alternativas: 10 h.
- Diseño de circuito de acondicionamiento y simulación en software: 40 h.
- Fabricación de PCB, montaje del circuito y comprobaciones: 35 h.
- Programación de microcontroladores y ejecución de pruebas experimentales: 50 h.
- Obtención de resultados y redacción del documento: 60 h.

Se estima un tiempo de 20 horas por parte del profesor tutor para la comprobación de resultados, resolución de consultas y revisión del documento.

Concepto	Tiempo (h)	Coste unitario (€/h)	Precio (€)
Ingeniero graduado	255	15	3825
Profesor tutor	20	30	600
Subtotal sin IVA			4425
Subtotal con IVA (21%)			5354.25

Tabla 2 - Coste del personal.

11.2 COSTE DE EQUIPO Y LICENCIAS DE SOFTWARE

Esta categoría engloba, por una parte, el coste del equipo informático empleado que, en este caso, se trata únicamente de un ordenador personal, y de las licencias de software informático empleado. Únicamente el software de *Proteus* y *Microsoft Office* tienen licencias de pago, pero, como se ha mencionado anteriormente, no han supuesto un coste adicional debido a que la universidad las ha facilitado para la realización del proyecto.

La elección de software para la programación de microcontroladores se ha realizado con la idea de reducir el coste del proyecto en la medida de lo posible, ya que los distintos entornos de desarrollo son similares entre sí. *Arduino* es un proyecto de software libre, por lo que su entorno de desarrollo es gratuito. En el caso de la *STM32 Discovery*, se ha seleccionado el software *STM32CubeMX* para la configuración inicial de la tarjeta, y el entorno de desarrollo *Keil μ Vision 5*, debido a que son programas de licencia gratuita y se contaba con familiarización previa.

Concepto	Unidades	Precio (€)
Ordenador personal LENOVO (RAM: 16GB)	1	710
Proteus PCB Design Level 2	1	Gratuito (ETSID)
Arduino IDE	1	Licencia gratuita
STM32CubeMX	1	Licencia gratuita
Keil μ Vision 5	1	Licencia gratuita
Microsoft Office 365	1	Licencia académica
Subtotal sin IVA		710
Subtotal con IVA (21%)		860

Tabla 3 - Coste del equipo informático y licencias de software.

El equipo de laboratorio no ha supuesto ningún coste, gracias a disponer de acceso libre a los laboratorios de la Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño. Parte de este equipo de laboratorio ha resultado opcional, debido a que el entorno de *Arduino* permite representar señales, simulando un osciloscopio, y la implementación en PCB no era necesaria, pero se ha realizado con el fin de demostrar la posible integración del proyecto completo. Sin embargo, disponer de este equipo ha permitido trabajar de manera más eficaz, reduciendo así el tiempo empleado en comprobaciones.

Concepto	Unidades	Precio (€)
Equipo de fabricación de PCB	1	Gratuito (ETSID)
Estación de soldadura	1	Gratuito (ETSID)
Osciloscopio digital	1	Gratuito (ETSID)
Multímetro digital	1	Gratuito (ETSID)
Fuente de alimentación simétrica	1	Gratuito (ETSID)
Subtotal		0

Tabla 4 - Coste del equipo de laboratorio.

11.3 COSTE DEL PROTOTIPO

En este apartado, se consideran los costes de implementación física del prototipo diseñado. Se incluye el coste de materiales desde la etapa de sensado hasta la etapa de implementación en microcontrolador. Estos precios son variables en función del tiempo, por lo que este presupuesto se trata de una estimación orientativa.

Concepto	Precio (€)	Unidades	Proveedor	Total (€)
Electrodos Meditrace (Ag-AgCl)	0.07	20	Clinimark	1.40
Pack cables pinza de cocodrilo	6.60	1	Amazon	6.60
Analog Devices AD620	8.56	1	Arrow	8.56
Texas Instruments TL071CP	0.48	2	Arrow	0.96
Texas Instruments TL082CP	0.64	1	Arrow	0.64
Microcontrolador Arduino UNO	16.52	1	Arduino	16.52
Kit STM32 Discovery	29.58	1	Farnell	29.58
Placa de prototipo + pack cables	4.29	1	Amazon	4.29
Conector TBLOCK 3 terminales	0.74	1	Digikey	0.74
Conector TBLOCK 2 terminales	0.49	1	Digikey	0.49
Resistencia 1 kΩ	0.20	3	Arrow	0.60
Resistencia 2 kΩ	0.48	1	Arrow	0.48
Resistencia 10 kΩ	0.32	1	Arrow	0.32
Resistencia 56 kΩ	0.38	2	Arrow	0.76
Resistencia 100 kΩ	0.25	2	Arrow	0.50
Resistencia 270 kΩ	0.32	2	Arrow	0.64
Resistencia 1 MΩ	0.35	1	Arrow	0.35
Condensador cerámico 22 nF	0.09	2	Arrow	0.18
Condensador cerámico 100 nF	0.26	4	Arrow	1.04
Condensador cerámico 10 μF	0.31	2	Arrow	0.62
Pila 9 V 1604D	4.08	1	Aliexpress	4.08
Microservo SG90	1.23	1	Amazon	1.23
Subtotal sin IVA				80.58
Subtotal con IVA (21%)				97.51

Tabla 5 - Coste del montaje del prototipo.

Cabe destacar que gran parte del material es reutilizable cuando no se requiera conservar el prototipo, ya que, exceptuando el filtro sobre PCB, no se han realizado conexiones permanentes. Además, se han utilizado componentes muy versátiles, como los amplificadores operacionales, por lo que su reutilización es muy factible.

La selección de proveedores se ha realizado en función de gastos de envío para cada página. La mayor parte de los proveedores de la tabla 5 cuentan con gastos de envío gratuito para componentes de tamaño tan reducido como los que se han empleado en la parte de montaje del circuito de acondicionamiento.

11.4 PRESUPUESTO TOTAL DEL PROYECTO

Finalmente, se ha realizado el cálculo global del proyecto a partir de la suma de los subtotales antes de impuestos, obtenidos en los desgloses anteriores. Al total del presupuesto se le ha añadido el Impuesto sobre el Valor Añadido (IVA) del 21% mencionado anteriormente.

Concepto	Importe (€)
Coste de personal	4425
Coste de equipo informático y licencias	710
Coste de equipo de laboratorio	0
Coste del prototipo	80.58
Total sin IVA	5215.58
Total con IVA (21%)	6310.86

Tabla 6 - Coste final del proyecto.

De esta manera, el coste final del proyecto “Control de servomotores con la tarjeta *Discovery* mediante electromiografía” asciende a un total de **SEIS MIL TRESCIENTOS DIEZ EUROS** con **OCHENTA Y SEIS CÉNTIMOS**.

12 BIBLIOGRAFÍA

La bibliografía se ha redactado de acuerdo con la normativa UNE-ISO 690.

- [1] P. A. CARRIÓN, J. RÓDENAS, J. J. RIETA. *Procesado de señales biomédicas*. Universidad de Castilla-La Mancha, 2007. ISBN 978-84-8427-541-1.
- [2] JAMAL, Muhammad Z. Signal Acquisition Using Surface EMG and Circuit Design Considerations for Robotic Prosthesis. En: *Computational Intelligence in Electromyography Analysis - A Perspective on Current Applications and Future Challenges*. Ganesh R. Naik, IntechOpen, 2012 [consulta: 26 noviembre 2018]. Disponible en <https://www.intechopen.com/books/computational-intelligence-in-electromyography-analysis-a-perspective-on-current-applications-and-future-challenges/signal-acquisition-using-surface-emg-and-circuit-design-considerations-for-robotic-prosthesis>
- [3] C. M. SCHUCH, C. H. PRITHAM. International standards organization terminology: Application to prosthetics and orthotics. *Journal of Prosthetics and Orthotics*, 1994.
- [4] MUSCOLINO, Joseph E. *Atlas de músculos y referencias óseas*. Paidotribo, 2013.
- [5] DRAKE, R. *Anatomía para estudiantes*. Madrid, Elsevier, 2005.
- [6] *Anatomía Topográfica*, ©2019. Disponible en: <https://www.anatomiatopografica.com/musculos/musculo-triceps-braquial/>
- [7] Músculo tríceps braquial. *Músculos.org*. Disponible en: <https://www.musculos.org/musculo-triceps-braquial.html>
- [8] Medical Dictionary. *The Free Dictionary by Farlex*, ©2003-2019. Disponible en: <https://medical-dictionary.thefreedictionary.com/olecranon>
- [9] Chapter 5: Bony Palpation. *Musculoskeletal Key*. Disponible en: <https://musculoskeletalkey.com/5-bony-palpation/>
- [10] Cadwell EMG Needle Electrode. *Cadwell Industries, Inc*, © 2001–2019. Disponible en: <https://www.cadwell.com/cadwell-emg-needle-electrodes/>
- [11] CRISWELL, Eleanor. *Cram's Introduction to Surface Electromyography*. Segunda edición. Sudbury, Massachusetts: Eleanor Criswell, 2011. ISBN 978-0-7637-3274-5.
- [12] M. B. I. REAZ, M. S. HUSSAIN, F. MOHD-YASIN. *Techniques of EMG signal analysis: detection, processing, classification and applications*. Artículo en *Biological Procedures Online*, 2006 [consulta: 10 abril 2019]. Disponible en: https://www.researchgate.net/publication/6984224_Techniques_of_EMG_signal_analysis_Detection_processing_classification_and_applications
- [13] C. S. PATTICHIS, I. SCHOFIELD, R. MERLETTI, P. A. PARKER, L. T. MIDDLETON. Intelligent data analysis in electromyography and electroneurography. En: *Medical Engineering & Physics*. Elsevier Science, 1999.

- [14] R. H. CHOWDHURY, M. B. I. REAZ, M. A. B. M. ALI, A. A. A. BAKAR, K. CHELLAPPAN, T. G. CHANG. Surface Electromyography Signal Processing and Classification Techniques. *National Center for Biotechnology Information*, 2013 [consulta: 27 abril 2019] Disponible en: <https://www.ncbi.nlm.nih.gov/pmc/articles/PMC3821366/>
- [15] WEBSTER, John G. *Encyclopedia of Medical Devices and Instrumentation*. Segunda edición. University of Wisconsin-Madison: John G. Webster, 2006. ISBN 978-0-471-26358-6.
- [16] F. SOULIER, L. GOUYET, G. CATHÉBRAS, S. BERNARD, D. GUIRAUD, Y. BERTRAND. Multipolar Electrode and Preamplifier Design for ENG-Signal Acquisition. En: A. Fred, J. Filipe, H. Gamboa. *Biomedical Engineering Systems and Technologies*. BIOSTEC 2008. Communications in Computer and Information Science, vol 25. Springer, Berlin, Heidelberg
- [17] V. KEHRI, R. INGLE, R. AWALE, S. OIMBE. Techniques of EMG signal analysis and classification of Neuromuscular diseases. En: *Advances in Intelligent Systems Research*. B. Iyer, S. Nalbalwar and R. Pawade, 2016.
- [18] The SENIAM project. [consulta: 2 mayo 2019] Disponible en: www.seniam.org
- [19] DE LUCA, Carlo J. Surface Electromyography: Detection and recording. *DelSys Incorporated*, 2002.
- [20] C. KITCHIN, L. COUNTS. *A designer's guide to instrumentation amplifiers*. Tercera edición. Analog Devices, 2006.
- [21] WINDER, Steve. *Analog and Digital Filter Design*. Segunda edición. Elsevier, 2002.
- [22] ELLIS, George. *Control Systems Design Guide*. Cuarta edición. Butterworth-Heinemann, 2012. ISBN 978-0-12-385920-4.
- [23] *Filter Wizard*. Analog Devices, ©1995-2019 [consulta: 26 noviembre 2018]. Disponible en: <https://www.analog.com/designtools/en/filterwizard/>
- [24] R. L. BOYLESTAD, L. NASHELSKY. *Electronic Devices and Circuit Theory*. Décima edición. Pearson Education, 2009.
- [25] Op Amp Bandwidth. *eCircuit Center* ©2003-2010 [consulta: 26 noviembre 2018]. Disponible en: http://www.ecircuitcenter.com/Circuits/op_bandwidth1/op_bandwidth1.htm
- [26] Gain-Bandwidth Product and Slew Rate. *Electromagnetic and Electronic Devices Laboratory*. University of North Carolina at Charlotte, Department of Electrical and Computer Engineering. Disponible en: <https://ece.uncc.edu/sites/ece.uncc.edu/files/media/ecgr3156-experiment-5--gain-bandwidth-product-and-slew-rate.pdf>
- [27] *Labcenter Electronics* ©2019 [consulta: 25 mayo 2019]. Disponible en: <https://www.labcenter.com/>
- [28] J. HAHN, T. EDISON, T. F. EDGAR. *A Note on Stability Analysis Using Bode Plots*. University of Texas at Austin, 2001.
- [29] BIRD, John. *Basic Engineering Mathematics*. Elsevier Ltd., 2007.

- [30] How Is the Exponential Moving Average (EMA) Formula Calculated? *Investopedia* [consulta: 28 mayo 2019]. Disponible en:
<https://www.investopedia.com/ask/answers/122314/what-exponential-moving-average-ema-formula-and-how-ema-calculated.asp>
- [31] STM32CubeMX. *STMicroelectronics*, ©2019 [consulta: 18 junio 2019]. Disponible en:
<https://www.st.com/en/development-tools/stm32cubemx.html>
- [32] Keil μ Vision 5. *Arm Limited*, ©2005-2019 [consulta: 18 junio 2019]. Disponible en:
<http://www2.keil.com/mdk5/uvision/>

13 ANEXOS

13.1 HOJAS DE CARACTERÍSTICAS

13.1.1 Amplificador de Instrumentación AD620



Low Cost Low Power Instrumentation Amplifier

AD620

FEATURES

Easy to use

- Gain set with one external resistor
(Gain range 1 to 10,000)
- Wide power supply range (± 2.3 V to ± 18 V)
- Higher performance than 3 op amp IA designs
- Available in 8-lead DIP and SOIC packaging
- Low power, 1.3 mA max supply current
- Excellent dc performance (B grade)
- 50 μ V max, input offset voltage
- 0.6 μ V/ $^{\circ}$ C max, input offset drift
- 1.0 nA max, input bias current
- 100 dB min common-mode rejection ratio (G = 10)

Low noise

- 9 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ @ 1 kHz, input voltage noise
- 0.28 μ V p-p noise (0.1 Hz to 10 Hz)

Excellent ac specifications

- 120 kHz bandwidth (G = 100)
- 15 μ s settling time to 0.01%

APPLICATIONS

- Weigh scales
- ECG and medical instrumentation
- Transducer interface
- Data acquisition systems
- Industrial process controls
- Battery-powered and portable equipment

CONNECTION DIAGRAM

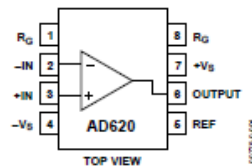


Figure 1. 8-Lead PDIP (N), CERDIP (Q), and SOIC (R) Packages

PRODUCT DESCRIPTION

The AD620 is a low cost, high accuracy instrumentation amplifier that requires only one external resistor to set gains of 1 to 10,000. Furthermore, the AD620 features 8-lead SOIC and DIP packaging that is smaller than discrete designs and offers lower power (only 1.3 mA max supply current), making it a good fit for battery-powered, portable (or remote) applications.

The AD620, with its high accuracy of 40 ppm maximum nonlinearity, low offset voltage of 50 μ V max, and offset drift of 0.6 μ V/ $^{\circ}$ C max, is ideal for use in precision data acquisition systems, such as weigh scales and transducer interfaces. Furthermore, the low noise, low input bias current, and low power of the AD620 make it well suited for medical applications, such as ECG and noninvasive blood pressure monitors.

The low input bias current of 1.0 nA max is made possible with the use of Superbeta processing in the input stage. The AD620 works well as a preamplifier due to its low input voltage noise of 9 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ at 1 kHz, 0.28 μ V p-p in the 0.1 Hz to 10 Hz band, and 0.1 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ input current noise. Also, the AD620 is well suited for multiplexed applications with its settling time of 15 μ s to 0.01%, and its cost is low enough to enable designs with one in-amp per channel.

Table 1. Next Generation Upgrades for AD620

Part	Comment
AD8221	Better specs at lower price
AD8222	Dual channel or differential out
AD8226	Low power, wide input range
AD8220	JFET input
AD8228	Best gain accuracy
AD8295	+2 precision op amps or differential out
AD8429	Ultra low noise

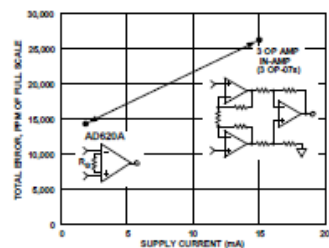


Figure 2. Three Op Amp IA Designs vs. AD620

Rev. H

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 www.analog.com
Fax: 781.326.8703 © 2003–2011 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

SPECIFICATIONS

Typical @ 25°C, $V_S = \pm 15$ V, and $R_L = 2$ k Ω , unless otherwise noted.

Table 2.

Parameter	Conditions	AD620A			AD620B			AD620S ¹			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
GAIN											
	$G = 1 + (49.4 \text{ k}\Omega/R_L)$										
Gain Range		1		10,000	1		10,000	1		10,000	
Gain Error ²	$V_{OUT} = \pm 10$ V										
G = 1			0.03	0.10		0.01	0.02		0.03	0.10	
G = 10			0.15	0.30		0.10	0.15		0.15	0.30	
G = 100			0.15	0.30		0.10	0.15		0.15	0.30	
G = 1000			0.40	0.70		0.35	0.50		0.40	0.70	
Nonlinearity	$V_{OUT} = -10$ V to $+10$ V										
G = 1–1000	$R_L = 10$ k Ω		10	40		10	40		10	40	
G = 1–100	$R_L = 2$ k Ω		10	95		10	95		10	95	
Gain vs. Temperature											
G = 1				10			10			10	
Gain > 1 ²				–50			–50			–50	
VOLTAGE OFFSET											
	(Total RTI Error = $V_{OSI} + V_{OSO}/G$)										
Input Offset, V_{OSI}	$V_S = \pm 5$ V to ± 15 V		30	125		15	50		30	125	
Overtemperature	$V_S = \pm 5$ V to ± 15 V			185			85			225	
Average TC	$V_S = \pm 5$ V to ± 15 V		0.3	1.0		0.1	0.6		0.3	1.0	
Output Offset, V_{OSO}	$V_S = \pm 15$ V		400	1000		200	500		400	1000	
Overtemperature	$V_S = \pm 5$ V			1500			750			1500	
Average TC	$V_S = \pm 5$ V to ± 15 V		5.0	15		2.5	7.0		5.0	15	
Offset Referred to the Input vs. Supply (PSR)	$V_S = \pm 2.3$ V to ± 18 V										
G = 1		80	100		80	100		80	100		
G = 10		95	120		100	120		95	120		
G = 100		110	140		120	140		110	140		
G = 1000		110	140		120	140		110	140		
INPUT CURRENT											
Input Bias Current			0.5	2.0		0.5	1.0		0.5	2	
Overtemperature				2.5			1.5			4	
Average TC			3.0			3.0			8.0		
Input Offset Current			0.3	1.0		0.3	0.5		0.3	1.0	
Overtemperature				1.5			0.75			2.0	
Average TC			1.5			1.5			8.0		
INPUT											
Input Impedance											
Differential			10 2			10 2			10 2		
Common-Mode			10 2			10 2			10 2		
Input Voltage Range ³	$V_S = \pm 2.3$ V to ± 5 V	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.2$	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.2$	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.2$	
Overtemperature	$V_S = \pm 5$ V to ± 18 V	$-V_S + 2.1$		$+V_S - 1.3$	$-V_S + 2.1$		$+V_S - 1.3$	$-V_S + 2.1$		$+V_S - 1.3$	
Overtemperature		$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.4$	
Overtemperature		$-V_S + 2.1$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 2.1$		$+V_S + 2.1$	$-V_S + 2.3$		$+V_S - 1.4$	

AD620

Parameter	Conditions	AD620A			AD620B			AD620S ¹			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Common-Mode Rejection Ratio DC to 60 Hz with 1 k Ω Source Imbalance	$V_{CM} = 0\text{ V to } \pm 10\text{ V}$										
G = 1		73	90		80	90		73	90		dB
G = 10		93	110		100	110		93	110		dB
G = 100		110	130		120	130		110	130		dB
G = 1000		110	130		120	130		110	130		dB
OUTPUT											
Output Swing	$R_L = 10\text{ k}\Omega$ $V_S = \pm 2.3\text{ V}$ to $\pm 5\text{ V}$	$-V_S + 1.1$	$+V_S - 1.2$		$-V_S + 1.1$	$+V_S - 1.2$		$-V_S + 1.1$	$+V_S - 1.2$		V
Overtemperature		$-V_S + 1.4$	$+V_S - 1.3$		$-V_S + 1.4$	$+V_S - 1.3$		$-V_S + 1.6$	$+V_S - 1.3$		V
Overtemperature Short Circuit Current	$V_S = \pm 5\text{ V}$ to $\pm 18\text{ V}$	$-V_S + 1.2$	$+V_S - 1.4$		$-V_S + 1.2$	$+V_S - 1.4$		$-V_S + 1.2$	$+V_S - 1.4$		V
		$-V_S + 1.6$	$+V_S - 1.5$		$-V_S + 1.6$	$+V_S - 1.5$		$-V_S + 2.3$	$+V_S - 1.5$		V
			± 18			± 18			± 18		mA
DYNAMIC RESPONSE											
Small Signal -3 dB Bandwidth											
G = 1			1000			1000			1000		kHz
G = 10			800			800			800		kHz
G = 100			120			120			120		kHz
G = 1000			12			12			12		kHz
Slew Rate		0.75	1.2		0.75	1.2		0.75	1.2		V/ μ s
Settling Time to 0.01%	10 V Step										
G = 1-100			15			15			15		μ s
G = 1000			150			150			150		μ s
NOISE											
Voltage Noise, 1 kHz	$Total\ RTI\ Noise = \sqrt{(e_{in}^2) + (e_{out}/G)^2}$										
Input, Voltage Noise, e_{in}			9	13		9	13		9	13	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Output, Voltage Noise, e_{out}			72	100		72	100		72	100	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
RTI, 0.1 Hz to 10 Hz											
G = 1			3.0			3.0	6.0		3.0	6.0	μ V p-p
G = 10			0.55			0.55	0.8		0.55	0.8	μ V p-p
G = 100-1000			0.28			0.28	0.4		0.28	0.4	μ V p-p
Current Noise	$f = 1\text{ kHz}$		100			100			100		fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
0.1 Hz to 10 Hz			10			10			10		pA p-p
REFERENCE INPUT											
R_{IN}			20			20			20		k Ω
I_{IN}	$V_{IN}, V_{REF} = 0$		50	60		50	60		50	60	μ A
Voltage Range		$-V_S + 1.6$	$+V_S - 1.6$		$-V_S + 1.6$	$+V_S - 1.6$		$-V_S + 1.6$	$+V_S - 1.6$		V
Gain to Output		1 ± 0.0001			1 ± 0.0001			1 ± 0.0001			
POWER SUPPLY											
Operating Range ⁴		± 2.3	± 18		± 2.3	± 18		± 2.3	± 18		V
Quiescent Current	$V_S = \pm 2.3\text{ V}$ to $\pm 18\text{ V}$		0.9	1.3		0.9	1.3		0.9	1.3	mA
Overtemperature			1.1	1.6		1.1	1.6		1.1	1.6	mA
TEMPERATURE RANGE											
For Specified Performance			-40 to +85			-40 to +85			-55 to +125		$^{\circ}\text{C}$

¹ See Analog Devices military data sheet for 883B tested specifications.

² Does not include effects of external resistor R_C .

³ One input grounded. $G = 1$.

⁴ This is defined as the same supply range that is used to specify PSR.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Table 3.

Parameter	Rating
Supply Voltage	± 18 V
Internal Power Dissipation ¹	650 mW
Input Voltage (Common-Mode)	$\pm V_s$
Differential Input Voltage	25 V
Output Short-Circuit Duration	Indefinite
Storage Temperature Range (Q)	-65°C to $+150^{\circ}\text{C}$
Storage Temperature Range (N, R)	-65°C to $+125^{\circ}\text{C}$
Operating Temperature Range	
AD620 (A, B)	-40°C to $+85^{\circ}\text{C}$
AD620 (S)	-55°C to $+125^{\circ}\text{C}$
Lead Temperature Range (Soldering 10 seconds)	300°C

¹ Specification is for device in free air:
 8-Lead Plastic Package: $\theta_{JA} = 95^{\circ}\text{C}$
 8-Lead CERDIP Package: $\theta_{JA} = 110^{\circ}\text{C}$
 8-Lead SOIC Package: $\theta_{JA} = 155^{\circ}\text{C}$

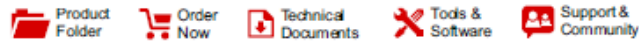
Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only; functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational section of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

ESD CAUTION



ESD (electrostatic discharge) sensitive device. Charged devices and circuit boards can discharge without detection. Although this product features patented or proprietary protection circuitry, damage may occur on devices subjected to high energy ESD. Therefore, proper ESD precautions should be taken to avoid performance degradation or loss of functionality.

13.1.2 Amplificador Operacional TL071x



TL071, TL071A, TL071B
TL072, TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B, TL072M, TL074M

SLOS080N – SEPTEMBER 1978 – REVISED JULY 2017

TL07xx Low-Noise JFET-Input Operational Amplifiers

1 Features

- Low Power Consumption
- Wide Common-Mode and Differential Voltage Ranges
- Low Input Bias and Offset Currents
- Output Short-Circuit Protection
- Low Total Harmonic Distortion: 0.003% (Typical)
- Low Noise
 $V_n = 18 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ (Typical) at $f = 1 \text{ kHz}$
- High-Input Impedance: JFET Input Stage
- Internal Frequency Compensation
- Latch-Up-Free Operation
- High Slew Rate: $13 \text{ V}/\mu\text{s}$ (Typical)
- Common-Mode Input Voltage Range
Includes V_{CC+}

2 Applications

- Motor Integrated Systems: UPS
- Drives and Control Solutions: AC Inverter and VF Drives
- Renewables: Solar Inverters
- Pro Audio Mixers
- DLP Front Projection System
- Oscilloscopes

3 Description

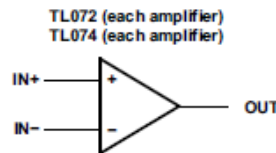
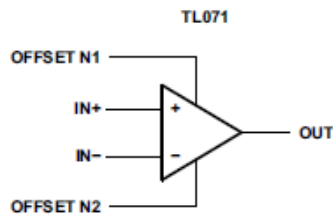
The TL07xx JFET-input operational amplifiers incorporate well-matched, high-voltage JFET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit. The devices feature high slew rates, low-input bias and offset currents, and low offset-voltage temperature coefficient. The low harmonic distortion and low noise make the TL07x series ideally suited for high-fidelity and audio pre-amplifier applications. The TL071 device has offset pins to support external input offset correction.

Device Information⁽¹⁾

PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
TL07xxD	SOIC (14)	8.65 mm × 3.91 mm
	SOIC (8)	4.90 mm × 3.90 mm
TL07xxJG	CDIP (8)	9.59 mm × 6.87 mm
TL074xJ	CDIP (14)	19.56 mm × 6.92 mm
TL07xxP	PDIP (8)	9.59 mm × 6.35 mm
TL07xxPS	SO (8)	6.20 mm × 5.30 mm
TL074xN	PDIP (14)	19.3 mm × 6.35 mm
TL074xNS	SO (14)	10.30 mm × 5.30 mm
TL07xxPW	TSSOP (8)	4.40 mm × 3.00 mm
TL074xPW	TSSOP (14)	5.00 mm × 4.40 mm

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the data sheet.

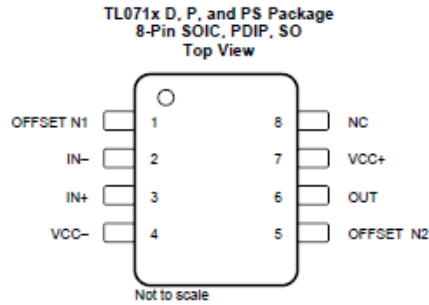
Logic Symbols



Copyright © 2017, Texas Instruments Incorporated

An IMPORTANT NOTICE at the end of this data sheet addresses availability, warranty, changes, use in safety-critical applications, intellectual property matters and other important disclaimers. PRODUCTION DATA.

5 Pin Configuration and Functions



NC- no internal connection

Pin Functions: TL071x

PIN		I/O	DESCRIPTION
NAME	NO.		
IN-	2	I	Inverting input
IN+	3	I	Noninverting input
NC	8	—	Do not connect
OFFSET N1	1	—	Input offset adjustment
OFFSET N2	5	—	Input offset adjustment
OUT	6	O	Output
VCC-	4	—	Power supply
VCC+	7	—	Power supply

6 Specifications

6.1 Absolute Maximum Ratings

over operating free-air temperature range (unless otherwise noted) ⁽¹⁾

		MIN	MAX	UNIT
$V_{CC+} - V_{CC-}$	Supply voltage	-0.3	36	V
V_I	Input voltage ⁽²⁾	$V_{CC-} - 0.3$	$V_{CC-} + 36$	V
I_{IK}	Input clamp current		-50	mA
	Duration of output short circuit ⁽³⁾	Unlimited		
T_J	Operating virtual junction temperature		150	°C
	Case temperature for 60 seconds - FK package		260	°C
	Lead temperature 1.8 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds		300	°C
T_{stg}	Storage temperature	-65	150	°C

- (1) Stresses beyond those listed under *Absolute Maximum Ratings* may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under *Recommended Operating Conditions* is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.
- (2) Differential voltage only limited by input voltage.
- (3) The output may be shorted to ground or to either supply. Temperature and supply voltages must be limited to ensure that the dissipation rating is not exceeded.

6.2 ESD Ratings

		VALUE	UNIT
$V_{(ESD)}$	Electrostatic discharge	Human body model (HBM), per ANSI/ESDA/JEDEC JS-001 ⁽¹⁾	±2000
		Charged-device model (CDM), per JEDEC specification JESD22-C101 ⁽²⁾	±1000

- (1) JEDEC document JEP155 states that 500-V HBM allows safe manufacturing with a standard ESD control process.
- (2) JEDEC document JEP157 states that 250-V CDM allows safe manufacturing with a standard ESD control process.

6.3 Recommended Operating Conditions

over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

		MIN	MAX	UNIT	
V_{CC+}	Supply voltage ⁽¹⁾	5	15	V	
V_{CC-}	Supply voltage ⁽¹⁾	-5	-15	V	
V_{CM}	Common-mode voltage	$V_{CC-} + 4$	V_{CC+}	V	
T_A	Operating free-air temperature	TL07xM	-55	125	°C
		TL08xQ	-40	125	
		TL07xl	-40	85	
		TL07xAC, TL07xBC, TL07xC	0	70	

- (1) V_{CC+} and V_{CC-} are not required to be of equal magnitude, provided that the total V_{CC} ($V_{CC+} - V_{CC-}$) is between 10 V and 30 V.

6.10 Electrical Characteristics: TL071C, TL072C, TL074C

$V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS ⁽¹⁾ ⁽²⁾		MIN	TYP	MAX	UNIT
V_{IO}	Input offset voltage	$V_O = 0$ $R_B = 50\ \Omega$	$T_A = 25^\circ\text{C}$	3	10	mV
			$T_A = \text{Full range}$		13	
α	Temperature coefficient of input offset voltage	$V_O = 0$ $R_B = 50\ \Omega$	$T_A = \text{Full range}$	18		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
I_{IO}	Input offset current	$V_O = 0$	$T_A = 25^\circ\text{C}$	5	100	pA
			$T_A = \text{Full range}$		10	nA
I_{IB}	Input bias current ⁽³⁾	$V_O = 0$	$T_A = 25^\circ\text{C}$	65	200	pA
			$T_A = \text{Full range}$		7	nA
V_{ICR}	Common-mode input voltage range	$T_A = 25^\circ\text{C}$		± 11	-12 to 15	V
V_{OM}	Maximum peak output voltage swing	$R_L = 10\ \text{k}\Omega$	$T_A = 25^\circ\text{C}$	± 12	± 13.5	V
		$R_L \geq 10\ \text{k}\Omega$	$T_A = \text{Full range}$	± 12		
		$R_L \geq 2\ \text{k}\Omega$		± 10		
A_{VD}	Large-signal differential voltage amplification	$V_O = \pm 10\ \text{V}$ $R_L \geq 2\ \text{k}\Omega$	$T_A = 25^\circ\text{C}$	25	200	V/mV
			$T_A = \text{Full range}$	15		
B_1	Unity-gain bandwidth	$T_A = 25^\circ\text{C}$		3		MHz
r_i	Input resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}$		10^{12}		Ω
CMRR	Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = V_{ICR(\text{min})}$ $V_O = 0$ $R_B = 50\ \Omega$	$T_A = 25^\circ\text{C}$	70	100	dB
k_{SVR}	Supply voltage rejection ratio ($\Delta V_{CC\pm}/\Delta V_{IO}$)	$V_{CC} = \pm 8\ \text{V}$ to $\pm 15\ \text{V}$ $V_O = 0$ $R_B = 50\ \Omega$	$T_A = 25^\circ\text{C}$	70	100	dB
I_{CC}	Supply current (each amplifier)	$V_O = 0$; no load	$T_A = 25^\circ\text{C}$	1.4	2.5	mA
V_{O1} / V_{O2}	Crosstalk attenuation	$A_{VD} = 100$	$T_A = 25^\circ\text{C}$		120	dB

(1) All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode voltage, unless otherwise specified.

(2) Full range is $T_A = 0^\circ\text{C}$ to 70°C .

(3) Input bias currents of an FET-input operational amplifier are normal junction reverse currents, which are temperature sensitive, as shown in Figure 1. Pulse techniques must be used that maintain the junction temperature as close to the ambient temperature as possible.

13.1.3 Amplificador Operacional Dual TL082x



TL082-N

www.ti.com

SNOSBW5C–APRIL 1998–REVISED APRIL 2013

TL082 Wide Bandwidth Dual JFET Input Operational Amplifier

Check for Samples: TL082-N

FEATURES

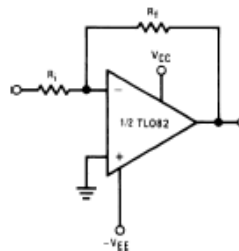
- Internally Trimmed Offset Voltage: 15 mV
- Low Input Bias Current: 50 pA
- Low Input Noise Voltage: 16nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
- Low Input Noise Current: 0.01 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
- Wide Gain Bandwidth: 4 MHz
- High Slew Rate: 13 V/ μs
- Low Supply Current: 3.6 mA
- High Input Impedance: $10^{12}\Omega$
- Low Total Harmonic Distortion: $\leq 0.02\%$
- Low 1/f Noise Corner: 50 Hz
- Fast Settling Time to 0.01%: 2 μs

DESCRIPTION

These devices are low cost, high speed, dual JFET input operational amplifiers with an internally trimmed input offset voltage (BI-FET II™ technology). They require low supply current yet maintain a large gain bandwidth product and fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The TL082 is pin compatible with the standard LM1558 allowing designers to immediately upgrade the overall performance of existing LM1558 and most LM358 designs.

These amplifiers may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample and hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth. The devices also exhibit low noise and offset voltage drift.

Typical Connection



Connection Diagram

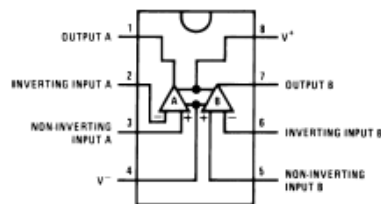


Figure 1. PDIP/SOIC Package (Top View)
See Package Number D0008A or P0008E



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

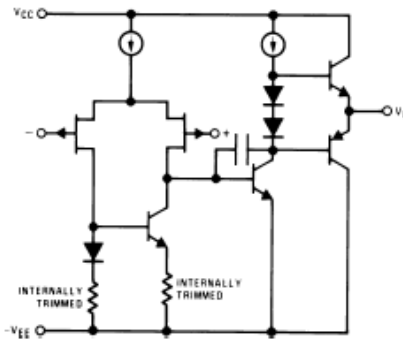
BI-FET II is a trademark of dcl_owner.

All other trademarks are the property of their respective owners.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of the Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

Copyright © 1998–2013, Texas Instruments Incorporated

Simplified Schematic



These devices have limited built-in ESD protection. The leads should be shorted together or the device placed in conductive foam during storage or handling to prevent electrostatic damage to the MOS gates.

Absolute Maximum Ratings ⁽¹⁾⁽²⁾

Supply Voltage	±18V
Power Dissipation ⁽³⁾	⁽⁴⁾
Operating Temperature Range	0°C to +70°C
T _{J(MAX)}	150°C
Differential Input Voltage	±30V
Input Voltage Range ⁽⁵⁾	±15V
Output Short Circuit Duration	Continuous
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temp. (Soldering, 10 seconds)	260°C
ESD rating to be determined.	

- (1) "Absolute Maximum Ratings" indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not ensure specific performance limits.
- (2) If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the Texas Instruments Sales Office/ Distributors for availability and specifications.
- (3) The power dissipation limit, however, cannot be exceeded.
- (4) For operating at elevated temperature, the device must be derated based on a thermal resistance of 115°C/W junction to ambient for the P0008E package.
- (5) Unless otherwise specified the absolute maximum negative input voltage is equal to the negative power supply voltage.

DC Electrical Characteristics ⁽¹⁾

Symbol	Parameter	Conditions	TL082C			Units
			Min	Typ	Max	
V_{OS}	Input Offset Voltage	$R_B = 10\text{ k}\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ Over Temperature		5 15	20	mV mV
$\Delta V_{OS}/\Delta T$	Average TC of Input Offset Voltage	$R_B = 10\text{ k}\Omega$		10		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
I_{OS}	Input Offset Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$, ^{(1) (2)} $T_J \leq 70^\circ\text{C}$		25 4	200	μA nA
I_B	Input Bias Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$, ^{(1) (2)} $T_J \leq 70^\circ\text{C}$		50 8	400	μA nA
R_{IN}	Input Resistance	$T_J = 25^\circ\text{C}$		10^{12}		Ω
A_{VOL}	Large Signal Voltage Gain	$V_S = \pm 15\text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_O = \pm 10\text{V}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$ Over Temperature	25 15	100		V/mV V/mV
V_O	Output Voltage Swing	$V_S = \pm 15\text{V}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$	± 12	± 13.5		V
V_{CM}	Input Common-Mode Voltage Range	$V_S = \pm 15\text{V}$	± 11	+15 -12		V V
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio	$R_B \leq 10\text{ k}\Omega$	70	100		dB
PSRR	Supply Voltage Rejection Ratio	⁽³⁾	70	100		dB
I_S	Supply Current			3.6	5.6	mA

(1) These specifications apply for $V_S = \pm 15\text{V}$ and $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$. V_{OS} , I_B and I_{OS} are measured at $V_{CM} = 0$.

(2) The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every 10°C increase in the junction temperature, T_J . Due to the limited production test time, the input bias currents measured are correlated to junction temperature. In normal operation the junction temperature rises above the ambient temperature as a result of internal power dissipation, P_D . $T_J = T_A + \theta_{JA} P_D$ where θ_{JA} is the thermal resistance from junction to ambient. Use of a heat sink is recommended if input bias current is to be kept to a minimum.

(3) Supply voltage rejection ratio is measured for both supply magnitudes increasing or decreasing simultaneously in accordance with common practice. $V_S = \pm 6\text{V}$ to $\pm 15\text{V}$.

AC Electrical Characteristics ⁽¹⁾

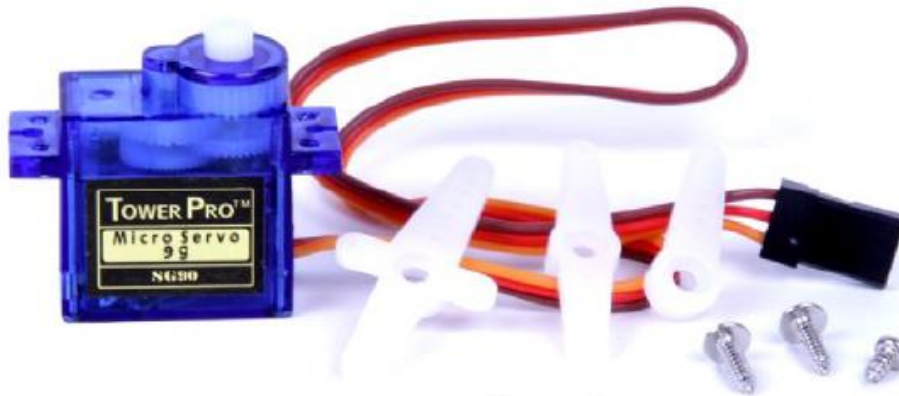
Symbol	Parameter	Conditions	TL082C			Units
			Min	Typ	Max	
	Amplifier to Amplifier Coupling	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $f = 1\text{Hz}-20\text{ kHz}$ (Input Referred)		-120		dB
SR	Slew Rate	$V_S = \pm 15\text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	8	13		V/ μs
GBW	Gain Bandwidth Product	$V_S = \pm 15\text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		4		MHz
e_n	Equivalent Input Noise Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_B = 100\Omega$, $f = 1000\text{ Hz}$		25		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
i_n	Equivalent Input Noise Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $f = 1000\text{ Hz}$		0.01		pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
THD	Total Harmonic Distortion	$A_V = +10$, $R_L = 10\text{k}$, $V_O = 20\text{ V}_p - p$, $\text{BW} = 20\text{ Hz}-20\text{ kHz}$		<0.02		%

(1) These specifications apply for $V_S = \pm 15\text{V}$ and $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$. V_{OS} , I_B and I_{OS} are measured at $V_{CM} = 0$.

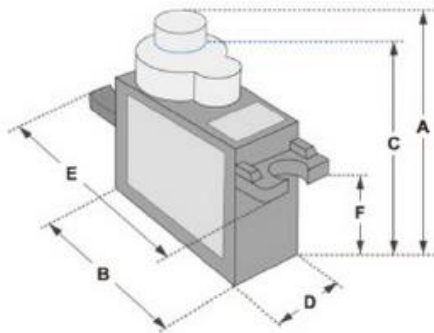
13.1.4 Microservo SG90

SERVO MOTOR SG90

DATA SHEET

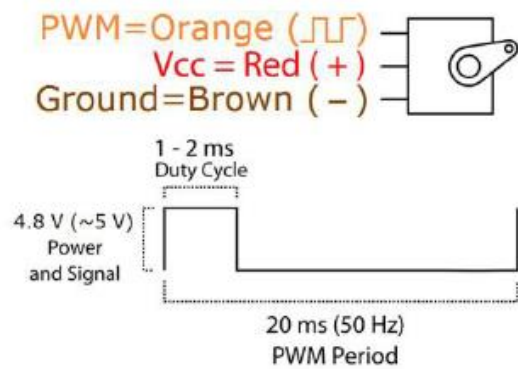


Tiny and lightweight with high output power. Servo can rotate approximately 180 degrees (90 in each direction), and works just like the standard kinds but smaller. You can use any servo code, hardware or library to control these servos. Good for beginners who want to make stuff move without building a motor controller with feedback & gear box, especially since it will fit in small places. It comes with a 3 horns (arms) and hardware.



Dimensions & Specifications	
A (mm) :	32
B (mm) :	23
C (mm) :	28.5
D (mm) :	12
E (mm) :	32
F (mm) :	19.5
Speed (sec) :	0.1
Torque (kg-cm) :	2.5
Weight (g) :	14.7
Voltage :	4.8 - 6

Position "0" (1.5 ms pulse) is middle, "90" (~2ms pulse) is middle, is all the way to the right, "-90" (~1ms pulse) is all the way to the left.



13.2 CÓDIGO GENERADO PARA ARDUINO

```
#include <Servo.h>

Servo myservo;

int pinEMG = A0, pinCalibracion = 4;
float tension, tensionFiltro, alfa=0.2, vEficaz, tensionFiltroMax;
float muestra[50];
double sumaMuestras;
int i, j;
float posicionServo = 180;
bool controlServo = 0;

void setup() {

  Serial.begin(9600);    //Inicialización del monitor serie
  myservo.attach(9);    //Vinculación del servo al pin 9
  pinMode(pinCalibracion, INPUT);    //Declaración del pin de calibración como OUTPUT
}

void loop() {

  //Reiniciar la suma cuadrática de muestras para el cálculo del valor RMS
  sumaMuestras = 0;

  //Bucle de lectura de 20 muestras con almacenamiento de muestras en array
  for (i = 0; i < 20; i++) {
    muestra[i] = analogRead(pinEMG);
    delayMicroseconds(250);
  }

  //Suma cuadrática de muestras
  for (j=0; j<20; j++){
    sumaMuestras = sumaMuestras + pow((muestra[j]), 2);
  }

  //Obtención del valor RMS dividiendo entre número de muestras y aplicando raíz
  cuadrada
  vEficaz = sqrt(sumaMuestras / 20.0);

  //Conversión a tensión
  tension = vEficaz * 5.0 / 1023.0;

  //Filtro pasobajo para suavizado de señal
  tensionFiltro = (alfa * tension) + ((1 - alfa) * tensionFiltro);

  //Selección del tipo de control en función de la variable controlServo
  switch (controlServo) {
```

```

        //Control todo/nada con histéresis
        //Si la señal supera el umbral superior, la posición del servo es máxima
        //Si la señal cruza el umbral inferior, la posición es mínima
    case 0:
        if (tensionFiltro > 0.9) posicionServo = 180;
        else if (tensionFiltro < 0.6) posicionServo = 0;

        //Impresión de tensión y tensión filtrada por el monitor serie para representar en el
        Serial Plotter
        Serial.print(tension);
        Serial.print(",");
        Serial.println(tensionFiltro);
        break;

        //Control por intensidad de señal
        //Si el pin de calibración está en estado alto, reiniciar el valor máximo
        //Si la tensión filtrada supera al valor máximo, actualizar el valor máximo
    case 1:
        if (digitalRead(pinCalibracion)) tensionFiltroMax = 0;
        if (tensionFiltro > tensionFiltroMax) tensionFiltroMax = tensionFiltro;

        //Regla de tres para convertir el rango de 0 a tensión máxima a un rango de 0 a 180
        posicionServo = 180 * (tensionFiltro / tensionFiltroMax);

        //Impresión de tensión filtrada y tensión máxima para representación en el Serial
        Plotter
        Serial.print(tensionFiltro);
        Serial.print(",");
        Serial.println(tensionFiltroMax);
        break;
    }

    //Actualizar la posición del servo para el valor obtenido en el bucle
    myservo.write(posicionServo);
    delay(15);
}

```

13.3 CÓDIGO PARA *STM DISCOVERY* A PARTIR DE LA PLANTILLA GENERADA EN *STM32CUBEMX*

Únicamente las líneas destacadas en amarillo han sido implementadas con *Keil μVision 5* en el código, tras generar la plantilla con la configuración para la *STM32F4 Discovery* en *STM32CubeMX*.

```
/* USER CODE BEGIN Header */
/**
*****
*
* @file      : main.c
* @brief     : Main program body
*****
*
* @attention
*
* <h2><center>© Copyright (c) 2019 STMicroelectronics.
* All rights reserved.</center></h2>
*
* This software component is licensed by ST under BSD 3-Clause license,
* the "License"; You may not use this file except in compliance with the
* License. You may obtain a copy of the License at:
*      opensource.org/licenses/BSD-3-Clause
*
*****
*/
/* USER CODE END Header */

/* Includes -----*/
#include "main.h"

/* Private includes -----*/
/* USER CODE BEGIN Includes */
#include <math.h>
/* USER CODE END Includes */

/* Private typedef -----*/
/* USER CODE BEGIN PTD */

/* USER CODE END PTD */

/* Private define -----*/
/* USER CODE BEGIN PD */

/* USER CODE END PD */
```

```

/* Private macro -----*/
/* USER CODE BEGIN PM */

/* USER CODE END PM */

/* Private variables -----*/
ADC_HandleTypeDef hadc1;

TIM_HandleTypeDef htim1;

/* USER CODE BEGIN PV */

/* USER CODE END PV */

/* Private function prototypes -----*/
void SystemClock_Config(void);
static void MX_GPIO_Init(void);
static void MX_ADC1_Init(void);
static void MX_TIM1_Init(void);
/* USER CODE BEGIN PFP */

/* USER CODE END PFP */

/* Private user code -----*/
/* USER CODE BEGIN 0 */
int muestra[50], i, j;
float vEficaz, tension, tensionFiltro, tensionFiltroMax;
float sumaMuestras;
float posicionServo, dutyServo = 1000;
uint8_t controlServo = 1;

float alfa = 0.05;

/* USER CODE END 0 */

/**
 * @brief The application entry point.
 * @retval int
 */
int main(void)
{
/* USER CODE BEGIN 1 */

/* USER CODE END 1 */

/* MCU Configuration-----*/

/* Reset of all peripherals, Initializes the Flash interface and the Systick. */
HAL_Init();

```

```

/* USER CODE BEGIN Init */

/* USER CODE END Init */

/* Configure the system clock */
SystemClock_Config();

/* USER CODE BEGIN SysInit */

/* USER CODE END SysInit */

/* Initialize all configured peripherals */
MX_GPIO_Init();
MX_ADC1_Init();
MX_TIM1_Init();
/* USER CODE BEGIN 2 */
    HAL_TIM_PWM_Start(&htim1, TIM_CHANNEL_1);
/* USER CODE END 2 */

/* Infinite loop */
/* USER CODE BEGIN WHILE */
while (1)
{
    /* USER CODE END WHILE */

    /* USER CODE BEGIN 3 */
        HAL_ADC_Start(&hadc1);
        for(i=0; i<20; i++){
            muestra[i] = HAL_ADC_GetValue(&hadc1);
            HAL_Delay(1);
        }
        HAL_ADC_Stop(&hadc1);

        sumaMuestras = 0;

        for(j=0; j<20; j++){
            sumaMuestras = sumaMuestras + pow(muestra[j], 2);
        }

        vEficaz = sqrt(sumaMuestras / 20.0);
        tension = vEficaz * 5 / 1023;
        tensionFiltro = (alfa * tension) + ((1 - alfa) * tensionFiltro);
        switch(controlServo){
            case 0:
                if (tensionFiltro > 0.9) posicionServo = 180;
                else if (tensionFiltro < 0.6) posicionServo = 0;
                break;

            case 1:
                if (HAL_GPIO_ReadPin(GPIOA, GPIO_PIN_0)==1){
                    tensionFiltroMax = 0;

```

```

    }
    if (tensionFiltro > tensionFiltroMax) tensionFiltroMax = tensionFiltro;
    posicionServo = 180 * (tensionFiltro / tensionFiltroMax);
    break;
}

dutyServo = ((posicionServo * 1000) / 180) + 1000;
TIM1->CCR1 = dutyServo;
}
/* USER CODE END 3 */
}

/**
 * @brief System Clock Configuration
 * @retval None
 */
void SystemClock_Config(void)
{
    RCC_OscInitTypeDef RCC_OscInitStruct = {0};
    RCC_ClkInitTypeDef RCC_ClkInitStruct = {0};

    /** Configure the main internal regulator output voltage
    */
    __HAL_RCC_PWR_CLK_ENABLE();
    __HAL_PWR_VOLTAGESCALING_CONFIG(PWR_REGULATOR_VOLTAGE_SCALE1);
    /** Initializes the CPU, AHB and APB busses clocks
    */
    RCC_OscInitStruct.OscillatorType = RCC_OSCILLATORTYPE_HSI;
    RCC_OscInitStruct.HSIState = RCC_HSI_ON;
    RCC_OscInitStruct.HSICalibrationValue = RCC_HSICALIBRATION_DEFAULT;
    RCC_OscInitStruct.PLL.PLLState = RCC_PLL_NONE;
    if (HAL_RCC_OscConfig(&RCC_OscInitStruct) != HAL_OK)
    {
        Error_Handler();
    }
    /** Initializes the CPU, AHB and APB busses clocks
    */
    RCC_ClkInitStruct.ClockType = RCC_CLOCKTYPE_HCLK|RCC_CLOCKTYPE_SYSCLK
        |RCC_CLOCKTYPE_PCLK1|RCC_CLOCKTYPE_PCLK2;
    RCC_ClkInitStruct.SYSCLKSource = RCC_SYSCLKSOURCE_HSI;
    RCC_ClkInitStruct.AHBCLKDivider = RCC_SYSCLK_DIV1;
    RCC_ClkInitStruct.APB1CLKDivider = RCC_HCLK_DIV1;
    RCC_ClkInitStruct.APB2CLKDivider = RCC_HCLK_DIV1;

    if (HAL_RCC_ClockConfig(&RCC_ClkInitStruct, FLASH_LATENCY_0) != HAL_OK)
    {
        Error_Handler();
    }
}

/**
 * @brief ADC1 Initialization Function

```



```

* @param None
* @retval None
*/
static void MX_ADC1_Init(void)
{

/* USER CODE BEGIN ADC1_Init 0 */

/* USER CODE END ADC1_Init 0 */

ADC_ChannelConfTypeDef sConfig = {0};

/* USER CODE BEGIN ADC1_Init 1 */

/* USER CODE END ADC1_Init 1 */
/** Configure the global features of the ADC (Clock, Resolution, Data Alignment and number
of conversion)
*/
hadc1.Instance = ADC1;
hadc1.Init.ClockPrescaler = ADC_CLOCK_SYNC_PCLK_DIV8;
hadc1.Init.Resolution = ADC_RESOLUTION_10B;
hadc1.Init.ScanConvMode = DISABLE;
hadc1.Init.ContinuousConvMode = ENABLE;
hadc1.Init.DiscontinuousConvMode = DISABLE;
hadc1.Init.ExternalTrigConvEdge = ADC_EXTERNALTRIGCONVEDGE_NONE;
hadc1.Init.ExternalTrigConv = ADC_SOFTWARE_START;
hadc1.Init.DataAlign = ADC_DATAALIGN_RIGHT;
hadc1.Init.NbrOfConversion = 1;
hadc1.Init.DMAContinuousRequests = DISABLE;
hadc1.Init.EOCSelection = ADC_EOC_SINGLE_CONV;
if (HAL_ADC_Init(&hadc1) != HAL_OK)
{
Error_Handler();
}
/** Configure for the selected ADC regular channel its corresponding rank in the sequencer
and its sample time.
*/
sConfig.Channel = ADC_CHANNEL_1;
sConfig.Rank = 1;
sConfig.SamplingTime = ADC_SAMPLETIME_480CYCLES;
if (HAL_ADC_ConfigChannel(&hadc1, &sConfig) != HAL_OK)
{
Error_Handler();
}
/* USER CODE BEGIN ADC1_Init 2 */

/* USER CODE END ADC1_Init 2 */

}

/**
* @brief TIM1 Initialization Function

```

```

* @param None
* @retval None
*/
static void MX_TIM1_Init(void)
{

/* USER CODE BEGIN TIM1_Init 0 */

/* USER CODE END TIM1_Init 0 */

TIM_ClockConfigTypeDef sClockSourceConfig = {0};
TIM_MasterConfigTypeDef sMasterConfig = {0};
TIM_OC_InitTypeDef sConfigOC = {0};
TIM_BreakDeadTimeConfigTypeDef sBreakDeadTimeConfig = {0};

/* USER CODE BEGIN TIM1_Init 1 */

/* USER CODE END TIM1_Init 1 */
htim1.Instance = TIM1;
htim1.Init.Prescaler = 15;
htim1.Init.CounterMode = TIM_COUNTERMODE_UP;
htim1.Init.Period = 19999;
htim1.Init.ClockDivision = TIM_CLOCKDIVISION_DIV1;
htim1.Init.RepetitionCounter = 0;
htim1.Init.AutoReloadPreload = TIM_AUTORELOAD_PRELOAD_DISABLE;
if (HAL_TIM_Base_Init(&htim1) != HAL_OK)
{
    Error_Handler();
}
sClockSourceConfig.ClockSource = TIM_CLOCKSOURCE_INTERNAL;
if (HAL_TIM_ConfigClockSource(&htim1, &sClockSourceConfig) != HAL_OK)
{
    Error_Handler();
}
if (HAL_TIM_PWM_Init(&htim1) != HAL_OK)
{
    Error_Handler();
}
sMasterConfig.MasterOutputTrigger = TIM_TRGO_RESET;
sMasterConfig.MasterSlaveMode = TIM_MASTERSLAVEMODE_DISABLE;
if (HAL_TIMEx_MasterConfigSynchronization(&htim1, &sMasterConfig) != HAL_OK)
{
    Error_Handler();
}
sConfigOC.OCMode = TIM_OCMODE_PWM1;
sConfigOC.Pulse = 1000;
sConfigOC.OCpolarity = TIM_OCPOLARITY_HIGH;
sConfigOC.OCNPolarity = TIM_OCNPOLARITY_HIGH;
sConfigOC.OCFastMode = TIM_OCFAST_DISABLE;
sConfigOC.OCIdleState = TIM_OCIDLESTATE_RESET;
sConfigOC.OCNIdleState = TIM_OCNIDLESTATE_RESET;
if (HAL_TIM_PWM_ConfigChannel(&htim1, &sConfigOC, TIM_CHANNEL_1) != HAL_OK)

```

```

    {
        Error_Handler();
    }
    sBreakDeadTimeConfig.OffStateRunMode = TIM_OSSR_DISABLE;
    sBreakDeadTimeConfig.OffStateIDLEMode = TIM_OSSI_DISABLE;
    sBreakDeadTimeConfig.LockLevel = TIM_LOCKLEVEL_OFF;
    sBreakDeadTimeConfig.DeadTime = 0;
    sBreakDeadTimeConfig.BreakState = TIM_BREAK_DISABLE;
    sBreakDeadTimeConfig.BreakPolarity = TIM_BREAKPOLARITY_HIGH;
    sBreakDeadTimeConfig.AutomaticOutput = TIM_AUTOMATICOUTPUT_DISABLE;
    if (HAL_TIMEx_ConfigBreakDeadTime(&htim1, &sBreakDeadTimeConfig) != HAL_OK)
    {
        Error_Handler();
    }
    /* USER CODE BEGIN TIM1_Init 2 */

    /* USER CODE END TIM1_Init 2 */
    HAL_TIM_MspPostInit(&htim1);

}

/**
 * @brief GPIO Initialization Function
 * @param None
 * @retval None
 */
static void MX_GPIO_Init(void)
{
    GPIO_InitTypeDef GPIO_InitStructure = {0};

    /* GPIO Ports Clock Enable */
    __HAL_RCC_GPIOA_CLK_ENABLE();
    __HAL_RCC_GPIOE_CLK_ENABLE();

    /*Configure GPIO pin : PA0 */
    GPIO_InitStructure.Pin = GPIO_PIN_0;
    GPIO_InitStructure.Mode = GPIO_MODE_INPUT;
    GPIO_InitStructure.Pull = GPIO_NOPULL;
    HAL_GPIO_Init(GPIOA, &GPIO_InitStructure);

}

/* USER CODE BEGIN 4 */

/* USER CODE END 4 */

/**
 * @brief This function is executed in case of error occurrence.
 * @retval None
 */
void Error_Handler(void)
{

```

```

/* USER CODE BEGIN Error_Handler_Debug */
/* User can add his own implementation to report the HAL error return state */

/* USER CODE END Error_Handler_Debug */
}

#ifdef USE_FULL_ASSERT
/**
 * @brief Reports the name of the source file and the source line number
 *        where the assert_param error has occurred.
 * @param file: pointer to the source file name
 * @param line: assert_param error line source number
 * @retval None
 */
void assert_failed(uint8_t *file, uint32_t line)
{
/* USER CODE BEGIN 6 */
/* User can add his own implementation to report the file name and line number,
   tex: printf("Wrong parameters value: file %s on line %d\r\n", file, line) */
/* USER CODE END 6 */
}
#endif /* USE_FULL_ASSERT */

/*****

```

q