

PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DEL PERÚ

FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERÍA



**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN SISTEMA EMBEBIDO
PORTÁTIL PARA LA ADQUISICIÓN Y PROCESAMIENTO
DE SEÑALES ELECTROMIOGRÁFICAS DEL ANTEBRAZO**
Tesis para obtener el título profesional de Ingeniero Electrónico

AUTOR:

Julio Eduardo Reátegui Pinazo

ASESOR:

Rocio Liliana Callupe Perez

Lima, Noviembre, 2023


Informe de Similitud

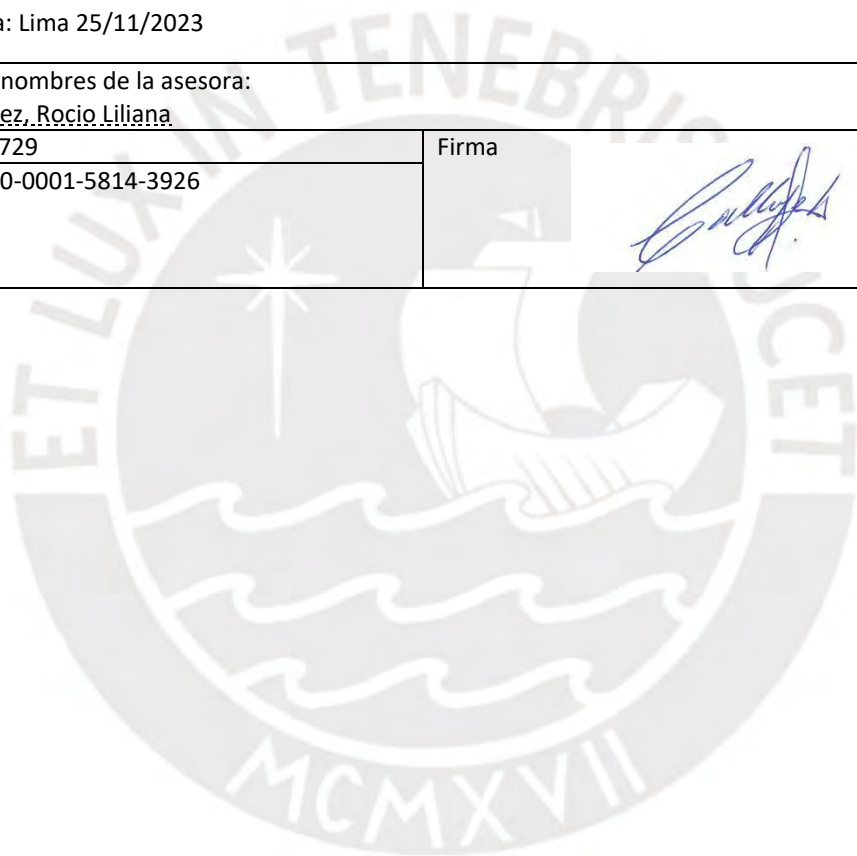
Yo, Rocío Liliana Callupe Pérez,

docente de la Facultad de Ciencias e Ingeniería de la Pontificia Universidad Católica del Perú, asesor(a) de la tesis titulada Diseño e Implementación de un Sistema Embebido Portátil para la Adquisición y Procesamiento de Señales Electromiográficas del Antebrazo, del autor Julio Eduardo Reátegui Pinazo, dejo constancia de lo siguiente:

- El mencionado documento tiene un índice de puntuación de similitud de 7%. Así lo consigna el reporte de similitud emitido por el software *Turnitin* el 25/11/2023.
- He revisado con detalle dicho reporte y la Tesis, y no se advierte indicios de plagio.
- Las citas a otros autores y sus respectivas referencias cumplen con las pautas académicas.

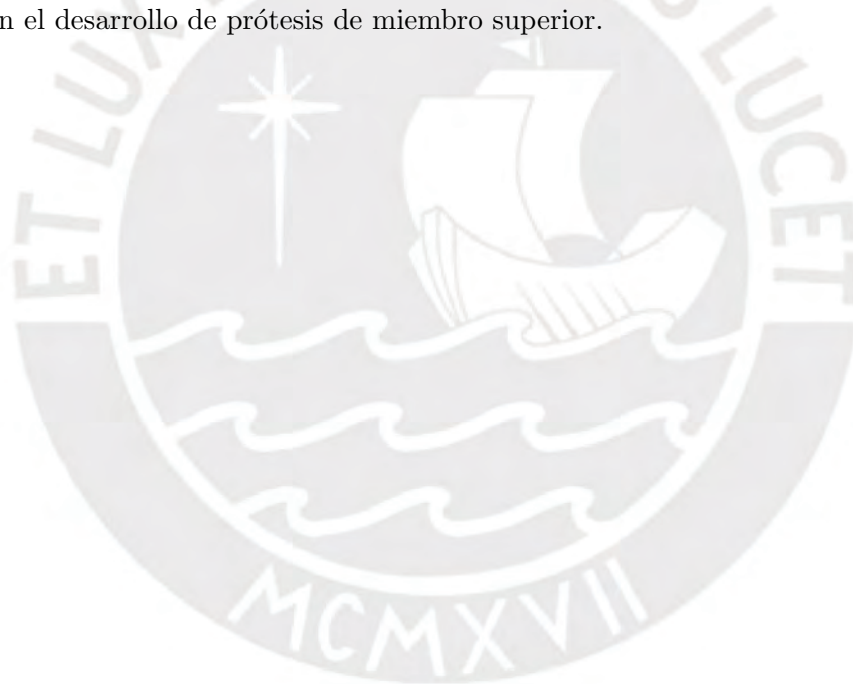
Lugar y fecha: Lima 25/11/2023

Apellidos y nombres de la asesora: <u>Callupe Pérez, Rocío Liliana</u>	
DNI: 09534729	Firma 
ORCID: 0000-0001-5814-3926	



Resumen

Múltiples trabajos en el campo de rehabilitación y biomecánica, particularmente en el desarrollo de prótesis de mano, se ven beneficiados por sistemas que permitan la captura y el procesamiento de las señales electromiográficas (EMG) del antebrazo. A pesar de esta necesidad, pocos son los trabajos que han logrado una solución que contemple un sistema compacto de múltiples sensores EMG, portátil y con una alta capacidad de procesamiento. Por lo tanto, en este trabajo se ha diseñado e implementado un sistema embebido con un arreglo de ocho sensores EMG secos, para la lectura y el procesamiento de señales musculares EMG del antebrazo. Cada sensor tiene una ganancia de 1000, un rango de frecuencia por canal entre 16Hz y 2674Hz, y un ruido base de entre $\pm 0.015V$. El sistema ha sido evaluado con un voluntario con amputación transradial, para el reconocimiento de gestos de mano y control de un brazo robótico. Donde se obtuvieron valores de precisión alrededor de 94.80%, con una implementación lineal de SVM multiclase para estimar cinco gestos de mano. Se concluye que el sistema es una herramienta utilizabable en pruebas de adquisición de datos, reconocimiento de gestos o en el desarrollo de prótesis de miembro superior.



Agradecimientos

Se agradece el apoyo al Dr. Dante Elias coordinador del grupo GIRAB, por el ambiente y el equipamiento para poder completar este trabajo de investigación. Asi mismo, se agradece a las diseñadoras Ana Lucia Aguilar y Marlene Bustamante, por el trabajo en el diseño industrial y la implementación del brazalete donde se integró la electrónica desarrollada.

Este proyecto ha sido financiado por el consejo nacional de ciencia, tecnología e innovación (CONCYTEC), por el acuerdo con número 206-2015 FONDECYT.



Índice General

Introducción	1
1 Marco Problemático	3
1.1 Problemática	3
1.2 Estado del Arte	3
1.3 Justificación	6
1.4 Objetivos	6
1.4.1 Objetivo General	6
1.4.2 Objetivos Específicos	6
2 Fundamentos Teóricos	7
2.1 Fisiología Muscular	7
2.1.1 Fibras Musculares	7
2.1.2 Unidad Motora	8
2.2 Generación de la señal EMG	9
2.2.1 Características de la señal EMG	9
2.2.2 Adquisición y procesamiento de las señales EMG superficiales	10
2.2.3 Fuentes de ruido en la señal EMG superficial	11
2.3 Electrodo Superficiales	12
2.3.1 Interfase electrodo-Piel	12
2.3.2 Tipos de electrodos superficiales	13
2.3.3 Front-end	14
2.3.4 Análisis de ruido en front-end	15
2.3.5 Configuraciones de sensores	19
2.4 Sistemas embebidos para arreglo de sensores sEMG del antebrazo	19
3 Diseño de sensores superficiales EMG y sistema embebido	22
3.1 Requisitos de sensores superficiales EMG y sistema embebido	22
3.2 Descripción y justificación del diseño	23
3.3 Diseño de los circuitos y selección de componentes	24
3.3.1 Sensores sEMG	24
3.3.2 Sistema Embebido	38
3.4 Simulaciones de los circuitos	45
4 Implementación y evaluación del prototipo	49
4.1 Implementación	49
4.1.1 Implementación de sensores SEMG	49
4.1.2 Implementación del sistema embebido	49
4.1.3 Integración en Brazaletes	51

4.2	Evaluación del prototipo	51
4.2.1	Evaluación de las señales sEMG	51
4.2.2	Calibración y detección de error	53
4.2.3	Evaluación de estimación de gestos de mano	54
	Conclusiones	59
	Recomendaciones	60
	Bibliografía	61



Índice de Figuras

2.1	Organización Jerárquica de los músculos esqueléticos. Modificado de [1]	7
2.2	Diagrama de una unidad motora. Modificado de [1]	9
2.3	Diagrama de adquisición y acondicionamiento de un canal de EMG superficial	11
2.4	Diagrama de la interfase electrodo-piel, y modelo electrico de los sensores húmedos y secos. Modificado de [2].	12
2.5	Sección de piel magnificada [3]	13
2.6	Amplificador activo de biopotenciales con circuito de guardia. Modificado de [2].	15
2.7	Modelo de ruido de un amplificador para sensores secos. Modificado de [2].	16
2.8	Circuitos diferenciales simples	19
3.1	Diagrama general del sistema propuesto [aporte propio]	24
3.2	Circuito esquemático de la etapa de adquisición de un canal	27
3.3	Filtro RC pasa altos de primer orden pasivo [4].	29
3.4	Circuito diferencial con filtros pasa altos a las entradas en cada entrada (elaboración propia)	29
3.5	Magnitud de ganancia modo común de circuito diferencial.	33
3.6	Filtro RC pasa bajos pasivo [4].	34
3.7	Circuito amplificador diferencial	35
3.8	Modelo simplificado de circuito DRL, adaptado de [5].	36
3.9	Circuito DRL propuesto	37
3.10	Diagrama esquemático del microcontrol seleccionado y las interconexione de los perifericos.	40
3.11	Diagrama esquemático de la fuente de 3.3V.	42
3.12	Diagrama esquemático de la fuente de $\pm 1.65V$.	44
3.13	Diagrama esquemático del sistema embebido.	45
3.14	Batería seleccionada para el sistema embebido	45
3.15	Diagrama esquemático para simulación de sensores sEMG	46
3.16	Respuesta del circuito	47
3.17	Respuesta en frecuencia en modo Común del sensor sEMG	48
3.18	Respuesta en frecuencia en modo diferencia del sensor sEMG	48
4.1	Diagramas de pistas de los sensores EMG	49
4.2	Implementación de sensor EMG	50
4.3	Diagramas de pistas del sistema embebido	50
4.4	Brazalete con sensores EMG ensamblado	51
4.5	Lectura de señales electromiográficas	52
4.6	Lectura de 8 canales del dispositivo desarrollado	52
4.7	Densidad Espectral de Energía	53
4.8	Ejemplo de señal EMG con ruido por mal contacto entre piel y los sensores.	53

4.9	Ejemplo de señal EMG con distorsión y saturación de señal por exceso de presencia de corrientes de acople en persona.	54
4.10	Matriz de confusión del algoritmo propuesto de estimación de gestos de manos	55
4.11	Gráfico de barras de exactitud para los 5 gestos estimados	56
4.12	Configuración de voluntario con brazaletes para evaluación de sistema embebido.	57
4.13	Prueba de control de gestos de brazo OctaHand	58



Índice de Tablas

2.1	Impedancias de diferentes electrodos [2].	18
2.2	Lista caracteristias de diferentes sistemas portátiles de sensores EMG para el antebrazo.	20
3.1	Potencial de media celda de diferentes metales.	25
3.2	Lista de amplificadores operacionales de bajo ruido. Especificaciones extraidas de hojas tecnicas.	28
3.3	Polinomios de butterworth normalizados. []	34
3.4	Lista de microcontroladores. Con especificaciones extraidas de hojas tecnicas.	39
3.5	Lista de requisitos energeticos del sistema embebido.	41
3.6	Lista de fuentes de 3.3V.	41
3.7	Lista de reguladores de voltaje de doble riel.	43



Introducción

La señal electromiográfica (EMG) es la representación del campo eléctrico generado por la polarización y despolarización de la parte exterior de la membrana de las fibras musculares, producto de un estímulo del sistema nervioso o de una fuente externa. Esta señal se caracteriza por contener información relacionada a los patrones de excitación de los músculos estimulados.

Su detección involucra el uso de electrodos intramusculares o superficiales, colocados a cierta distancia de los músculos. Donde los primeros son utilizados principalmente en estudios fisiológicos y clínicos, mientras que el uso de sensores superficiales esta orientados a aplicaciones de control, ergonomía, análisis de esfuerzos, entre otros.

En los últimos años, el uso de algoritmos de “machine learning” (ML), ha hecho posible incrementar el espectro de aplicaciones de las señales electromiográficas superficiales (sEMG). Este tipo de algoritmos permite analizar e interpretar con mayor facilidad, patrones subyacentes de las señales EMG. Con los cuales es posible detectar múltiples estados, como distintos gestos de mano, o niveles de fuerza de un músculo.

Múltiples áreas de investigación se benefician de la estimación de gestos y/o fuerza de mano en base a señales EMG. Entre las áreas más favorecidas, se encuentran las investigaciones de órtesis y prótesis de mano. Trabajos como [6] y [7], desarrollaron aplicaciones orientadas a rehabilitación de manos, por medio de exoesqueletos y exotendones. Estudios en prótesis como el trabajo [8][9], exploran el control de prótesis de alto grado de destreza por medio de un arreglo de sensores EMG. Complementaria a esta investigación trabajos como [10][11][12][13], han explorado el uso de ML para la estimación de fuerza de dedos en personas con y sin discapacidad.

Típicamente en estos estudios, se usan arreglos de sensores comerciales, conectados a una plataforma de procesamiento. Dado que estos equipos no cuentan con una versión portátil orientada al antebrazo y presentan un precio muy alto. Se ha impulsado el desarrollo de múltiples plataformas para la lectura de señales EMG del antebrazo [14][15][16], así como su procesamiento. A pesar de este desarrollo, ninguno de los sistemas revisados en esta investigación ha planteado una solución completa, que contemple fidelidad de señal, reusabilidad, portabilidad y procesamiento en tiempo real.

Sin embargo, dentro del marco de soluciones comerciales, el sistema MYO [17], es uno de las pocas soluciones globales desarrolladas. A pesar de su grandes prestaciones, presenta sus limitaciones tanto en el ancho de banda, como en la baja resolución de las señales sEMG, lo cual reduce la información obtenida de la EMG y consecuentemente afecta negativamente los valores de estimación de algoritmos de estimación o de regresión. Así mismo, este producto se dejó de distribuir.

Por ello, este trabajo plantea diseñar e implementar un sistema de adquisición, acondicionamiento y procesamiento de señales sEMG portátil con sensores reusable. Orientado al antebrazo, el cual no cuente con las limitaciones de resolución y ancho de banda del sistema MYO.

El trabajo esta dividido en cuatro secciones, primero se presenta el marco problemático, donde se detalla la naturaleza del problema, su justificación y los objetivos traza-

dos. Seguidamente, en los fundamentos teóricos, se detalla el origen y la generación de la señal electromiográfica, así como la base teórica de los electrodos superficiales y los circuitos, para procesamiento y adquisición. Luego se presenta el diseño de los sensores superficiales EMG en conjunto con el sistema embebido, detallando cálculos, criterio de selección de componentes y simulaciones. Seguidamente, se presenta, la implementación y evaluación del prototipo desarrollado. Donde se detalla los criterios de la implementación de los componentes electrónicos y se evalúa su lectura y reconocimiento de gestos con un voluntario con amputación transradial. Finalmente, se presentan las conclusiones y recomendaciones.



1 Marco Problemático

1.1 Problemática

En estudios ergonómicas, aplicaciones biomédicas de ortesis, prótesis o aplicaciones donde se requiere interpretar los gestos y/o la fuerza de la mano o dedos. Es común el uso de sensores EMG superficiales, para registrar la actividad muscular del antebrazo y consecuentemente adquirir información con la cual luego predecir gestos o fuerza de manos.

Sin embargo, en gran parte de estos estudios se hace uso de sensores húmedos, conectados a un sistema de adquisición de señales, lo cuales por su naturaleza requieren preparación, pueden ser incómodos en tomas de datos prolongadas, generar irritación y dependiendo de la cantidad su posicionamiento puede ser demandante en tiempo. Como respuesta, se han desarrollado sistemas embebidos que no solo incorporan sensores secos, evitando los problemas previamente mencionados, sino también integran los mismos a sistemas de adquisición y procesamiento de señales.

En el marco de esta investigación el sistema MYO es el único sistema o dispositivo comercial que ofrece una solución integral: sistema de adquisición, acondicionamiento y procesamiento, portátil para el antebrazo. Si bien, existen otras alternativas comerciales como los sensores secos *Ottobock 13e200*, estos no cuentan con una unidad de procesamiento portátil o una estructura que integre a un arreglo de sensores.

El sistema MYO, es un dispositivo que logra un balance en portabilidad, calidad de señal y procesamiento. Este, cuenta con 8 sensores sEMG secos, fabricados por pequeñas placas de acero inoxidable, y un sensor inercial (3 acelerómetros, 3 giroscopios y un sensor de posición de 3 ejes). Adicionalmente, cuenta con un microprocesador (MK21FN1M0VMC12) orientado a realizar las tareas de transmisión y procesamiento de datos en tiempo real, así como tareas administrativas del sistema embebido. Debido a estos componentes, y un empaque que permite fácil uso y portabilidad, el sistema MYO, se ha vuelto un dispositivo muy utilizado en recientes investigaciones [18][8][7][19][20][21][22].

A pesar de ello, el sistema MYO tiene sus limitaciones, como el ancho de banda de las señales sEMG (las señales son muestreadas a 200Hz perdiendo información entre 100 y 500 Hz), resolución de 8 bits cuando típicamente se usan sistemas de 12 bits para el muestreo de estas señales. Lo cual puede mermar el universo de aplicaciones donde se requiere mayor resolución o ancho de banda. Por último, este sistema se encuentra descontinuado y su adquisición se encuentra limitada.

1.2 Estado del Arte

En estudios ergonómicos de mano y muñeca, existe la necesidad de analizar las fuerzas generadas en la manipulación de herramientas [23], como tijeras, taladros, o martillos, mecanografía, manipulación del ratón de la computadora, entre otros. Dado que el uso de sensores en la mano o dedos, puede alterar la lectura de las señales de interés, la estimación de fuerzas de la mano, por medio de las señales EMG se ha convertido en una alternativa potencial. Trabajos como [24][25], consideran una posibilidad, el estimar

la fuerza de los dedos y mano, durante tareas manuales y con ello tener información relevante de los esfuerzos realizados.

Así mismo, aplicaciones de órtesis de mano, se benefician fuertemente de la estimación de gestos de mano y fuerza en base a señales sEMG. Trabajos como [6] y [7], desarrollaron aplicaciones orientadas a rehabilitación de mano, por medio de exoesqueletos y exotendones. Donde la fuerza de sujeción del exoesqueleto de mano, es estimada con las señales sEMG, para realizar una rehabilitación bilateral [6]. Mientras que en [7], la señal sEMG es usada para estimar apertura y cierre del sistema de tendones.

En contraste a estos trabajos, la investigación en el campo de las prótesis mioeléctricas, busca decodificar la intención del usuario con un alto grado de precisión. Estudios con prótesis como el trabajo en [9] desarrolló y controló una prótesis mioeléctrica de 6 grados de libertad por medio de un sistema embebido y un arreglo de 8 sensores EMG desarrollado en [15]. En este, se estudiaron de forma comparativa discriminadores lineales y "support vector machine", ambos algoritmos de ML, utilizados para la estimación de gestos de mano. En esta misma dirección en [8] se controló una novedosa prótesis de brazo y mano, montada por oseo-integración al brazo del paciente, controlada por el sistema MYO [17]. Así como este brazo, otras manos robóticas como [26][20], utilizan al sistema MYO, para la estimación de gestos de mano y aplicaron algoritmo de "machine learning" para la estimación de gestos. Complementario a estos estudios se han desarrollado trabajos para la estimación de fuerza de los dedos, [10][11][12][13], con la finalidad de incrementar las opciones dentro del control de prótesis. Trabajos en esta línea, siguiendo la tendencia, usan algoritmos de ML, para la generación de modelos y la predicción de fuerzas de dedos.

Si bien los trabajos y/o estudios, en exoesqueletos y prótesis de mano, así como los estudios ergonómicos, son los principales campos de uso de las señales sEMG del antebrazo. Nuevas aplicaciones han aparecido con el creciente uso de algoritmo de ML y el uso de arreglos de sensores sEMG. Estudios en reconocimiento de letras del lenguaje de señas como los trabajos de [27][19][28], con aplicaciones real time, pueden identificar múltiples letras e incluso oraciones del alfabeto de señas Americano [28].

Complementario a los trabajos con exoesqueletos, trabajos como [29] [30] han explorado el uso de entornos virtuales en conjunto con arreglos de sensores sEMG, para detectar la flexión de los dedos, como parte de una rehabilitación lúdica. La cual busca entrenar a pacientes de una forma más eficiente y dinámica. Así mismo, existen trabajos orientados para la detección de tareas manuales. En [18], se utilizaron los sensores sEMG y sensores inerciales del sistema MYO[17], para analizar y evaluar los movimientos de las manos, durante su lavado. Los resultados fueron obtenidos haciendo uso de algoritmos de SVD y cadenas de Markov, mostraron una alta tasa de reconocimiento (98.3%), abriendo puertas a más estudios con esta dirección.

Motivados por estas aplicaciones, se han desarrollado sistemas de adquisición, acondicionamiento y procesamiento, a fin de facilitar la investigación en estas líneas. Dentro de este desarrollo, existen diferentes enfoques, como la miniaturización de los sistemas electrónicos, usando ASICs, trabajos como los de [16][31], enfocaron su investigación en desarrollar un sistema de adquisición y acondicionamiento embebido en un solo circuito

integrado. Logrando un gran ahorro de espacio, así como un bajo consumo energético. El sistema desarrollado podía adquirir hasta 8 señales provenientes de sensores sEMG húmedos. Así mismo contó con un microcontrolador (ARM cortex M4) para el procesamiento y la estimación de gestos de manos, logrando X gestos de manos[31], sin embargo, el sistema desarrollado no considero aspectos como la portabilidad sobre el antebrazo.

En contraste a estos trabajos, [15] [32], desarrollaron un dispositivo embebido que contaba con hasta 8 sensores EMG secos (conectores de cobre bañados en oro), llamado "SJT-iMYO". A fin de fijar los sensores se utilizó una carcasa fabricada por impresión 3D, y se adicionó un ADC para samplear las señales, así como un módulo de bluetooth para comunicación con la PC. El sistema era un anillo formado por las carcasas de cada sensor interconectada por eslabones, la cual podía ser colocada fácilmente en el antebrazo y se mantenía sujeto a presión. Adicionalmente, el sistema contaba con un bus de datos para el envío de la data de los sensores a la PC, para su posterior estimación. Dada la ausencia de un microcontrolador embebido, el sistema está limitado a una PC. Otro enfoque en esta línea, ha sido el incremento de canales EMG, el trabajo de [33], desarrollo una propuesta que contaba con 16 canales. Proponiendo un arreglo de sensores con un posicionamiento novedoso, el cual permitía una configuración diferencial, sin incrementar la complejidad de la electrónica. El sistema funcionaba usando amplificadores instrumentales que restaban las señales adquiridas por sensores húmedos modificados, los cuales eran sujetados por una serie de cintas elásticas colocadas en el antebrazo. La electrónica para la adquisición y acondicionamiento no se encontraba integrada al arreglo de sensores, limitando su portabilidad.

Siguiendo esta línea, en [14][34][35] se desarrolló la BioSleeve, el sistema contaba con 32 sensores sEMG diferenciales, así como 2 IMU. En la primera versión [14] se utilizaron 16 sensores diferenciales secos de DELSYS. En el último prototipo se desarrollaron sensores secos; los 32 sensores y los 2 IMUS fueron integrados en una manga elástica. La alta cantidad de sensores permitía altos valores de precisión en la estimación de gestos, orientado a aplicaciones de telemetría, en el control de brazos robóticos y dispositivos móviles. En contraste al uso de sensores secos y húmedos en [36], utilizan microarreglos de agujas. En este trabajo se utilizaron 2 microarreglos de 5x3, los cuales fueron integrados a una carcasa fabricada por impresión 3D. Dicho sistema es un brazalete formado por un semi-arco, flexible, el cual permite colocar los sensores en el antebrazo de forma sencilla. El sistema propone el uso de un controlador así como un módulo Bluetooth, sin embargo estos dispositivos no están integrados al brazalete. Finalmente, el sistema evaluó la detección de gestos de manos estáticos (4 gestos), con un alto valor de precisión (90%).

Si bien se han desarrollado múltiples sistemas y aplicaciones con diferentes enfoques, ninguno de los sistemas revisados en este estado del arte, ha desarrollado una solución completa, incluyendo fidelidad de señal, reusabilidad, portabilidad y procesamiento en tiempo real. Sin embargo, dentro del marco de soluciones comerciales, el sistema [17], es uno de los pocos dispositivos que tiene una solución global. A pesar de ello, esta solución presenta sus limitaciones tanto en el ancho de banda de las señales sEMG (frecuencia

de sampleo 200hz), y una baja resolución de 8bits.

1.3 Justificación

Numerosos estudios orientados a miembro superior, como estudios ergonómicos en mano, desarrollo de exoesqueletos y prótesis de mano, rehabilitación, y más reciente, aplicaciones como detección del lenguaje de señas, telemetría y tele operación de robots, estimación de tareas manuales, entre otros; utilizan las señales EMG del antebrazo para sus aplicaciones y/o estudios.

La escasa existencia de dispositivos comerciales orientados a estas aplicaciones, así como sus limitaciones, abre la puerta al desarrollo de sistemas en esta línea. Donde se puede incrementar el número de sensores, así como la calidad de las señales adquiridas, ampliando el espectro de aplicaciones a desarrollar.

En el Perú la investigación y contribución científica en estos dos grandes temas son promovidos por: La Ley de Seguridad y Salud en el Trabajo (Ley 29783) y la Ley General de la Persona con Discapacidad (Ley 29973). Por lo tanto esta investigación, desarrollará un sistema embebido para el registro y procesamiento de señales EMG, que podrá ser utilizada en esta línea de investigación. Impactando fuertemente en temas de rehabilitación de manos y dedos, por daños por derrame cerebral, así como en dispositivos como prótesis y exoesqueletos de manos, entre otros.

1.4 Objetivos

1.4.1 Objetivo General

El objetivo de este trabajo es diseñar e implementar un arreglo de ocho sensores EMG integrado a un sistema embebido, para la lectura y el procesamiento de señales EMG del antebrazo en tiempo real, portátil y de fácil uso.

1.4.2 Objetivos Específicos

- Diseñar e implementar un sensor EMG superficial seco.
- Diseño e implementación de un sistema embebido para la adquisición y procesamiento de señales EMG del antebrazo.
- Implementar un algoritmo de reconocimiento de gestos, en el sistema embebido para la predicción de gestos de mano.

2 Fundamentos Teóricos

2.1 Fisiología Muscular

Los músculos esqueléticos o estriados, son los únicos, que permiten una contracción voluntaria, gracias a esto, podemos desplazarnos a pie, nadar, escribir o tocar el piano. Los músculos esqueléticos, son tejidos suaves, conformados por filamentos de proteínas de actín y miosín, las cuales tienen la capacidad de sobrelaparse, generando una contracción muscular. A su vez, esta contracción genera una fuerza la cual es transmitida a los huesos por medio de los tendones, generando un desplazamiento en los huesos y con ello su movimiento [1].

Un músculo esquelético está compuesto por una numerosa cantidad de fascículos que envuelven grupos de fibras musculares. Estas fibras musculares están compuestas por miofibrillas arregladas en paralelo. Las miofibrillas a su vez están compuestas por sarcomeres arreglados en series. Estos últimos están compuestos por la interdigitación de filamentos de actín y miosín (Figura 2.1).

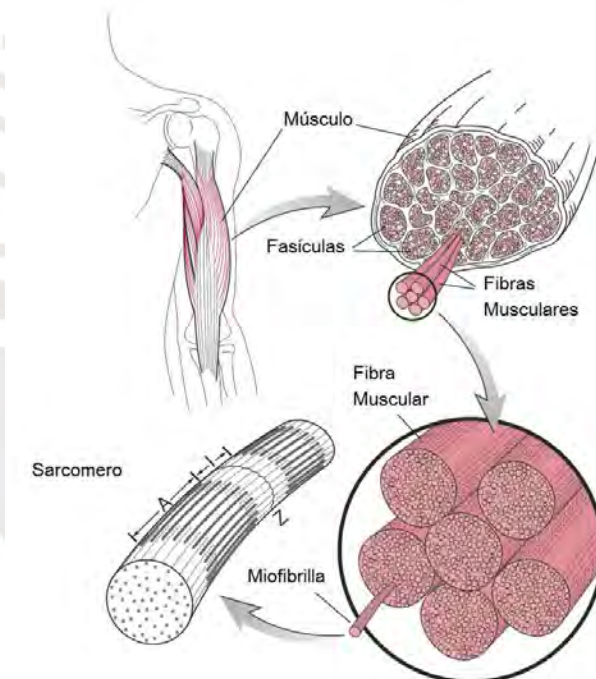


Figura 2.1: Organización Jerárquica de los músculos esqueléticos. Modificado de [1]

2.1.1 Fibras Musculares

Las fibras esqueléticas musculares, son células con organismos similares a los de otras células (Núcleo, mitocondrias, etc). Sin embargo, dada su función altamente especializada, también presenta componentes altamente especializados como las miofibrillas.

Las fibras musculares, son elementos cilindricos con un diametro en el rango de (10um 100um) menor que el diametro de un cabello humano [1]. Donde su diametro es un elemento crucial y caracteristico por dos razones. Primero, determina la fuerza de contracción y segundo, su variación es un indicador de la variación del uso del músculo. La longitud de la fibra tambien es un elemento altamente variable y esta en función de la arquitectura del musculo. Esta tiene una alta influencia en la velocidad de contracción muscular asi como la distancia de contracción. La unidad funcional mas larga de filamentos contractiles, son las miofibrillas. Las miofibrillas son simplemente un hilo de sarcomeres en series. Los cuales presentan un diametro aprox. 1um, considerando esta dimensión, un fibra muscular puede contar hasta con 1000 miofibrillas en su interior, organizadas en paralelos a lo largo de la misma. Sin embargo hay evidencia de que las miofibrillas se puedan posicionar similar a las fibras de una sogá. La unidad funcional de contracción, miofibrillas, tambien puede dividirse en otras sub unidades, llamadas sarcomeros. Los sarcomeros son elementos ordenados en serie, con un número en función de la longitud y diametro de la fibra muscular. Siendo el elemento mas determinante en el funcionamiento de las fibras. Los sarcomeros estan compuestos por filamentos contractiles, llamados miofilamentos. Existen principalmente dos tipos de elementos contractiles dentro del sarcomero: gruesos y delgados. Estos filamentos, representan grandes polimeros de las proteínas llamadas miosin y actin, respectivamente. La interdigitalización microscopica de estos filamentos es la responsable de la fuerza muscular y el movimiento [1].

2.1.2 Unidad Motora

Las unidades motoras (UM) son la base de los músculos esqueléticos. Estan compuestas por una α -motoneurona, su axón y todas las fibras musculares innervadas por las ramificaciones del axón (Figura 2.2). Las fibras musculares innervadas por una particular motoneurona, manifiestan de forma casi idéntica características bio-químicas, histoquímicas y contractiles, en conjunto, estas definen el tipo de unidad motora. Basado en sus propiedades fisiológicas, como la velocidad de contracción y fatigabilidad, pueden ser de tres tipos: contracción rápida, fatigable (FF o tipo IIb), contracción rápida, resistente a la fatiga (FR o tipo IIa) y contracción lenta (S o tipo I) [3].

La α -motoneurona, transmite impulsos electricos, provenientes del sistema nervioso, por medio de sus ramificaciones, a cada una de las fibras musculas [3].

Este estímulo genera una reacción electro-química en la membrana de las fibras, en donde un flujo de iones de sodio y potasio, atraviesan ida y vuelta la membrana de la célula. Esto genera una diferencia de potencial, de corta duración, en una sección de la membrana de la célula. La cual se genera en el punto insercción del axón con las fibras muscular, y se desplaza a lo largo de la célula en ambas direcciones hasta llegar ambos puntos finales. Este proceso de polarización y despolarización, es llamado potencial de acción (PA).

Cuando una UM es estimulada, causa una leve contracción de todo el músculo y la cuasi sincrónica generación de potenciales de acción en cada fibra muscular dentro de la unidad motora. La superposición temporo-espacial, de estos potenciales de acción,

es llamado potencial de acción de la unidad motora (PAUM). Este potencial de acción va estar caracterizado por el tipo de fibra perteneciente a la unidad motora, donde los tipos de fibras I y II, presentan un mayor potencial negativo, una tasa mas rápida de polarización y depolarización y un menor tiempo de duración del potencial de acción.

Entre 20 – 50 unidades motoras, pueden ser encontradas en cualquier porción de un músculo [37], distribuida de forma aleatoria y sobrelapadas entre si. Durante una contracción muscular, múltiples unidades motores son repetidamente estimuladas, estos estímulos típicamente ocurren de forma asíncrona para facilitar un movimiento suave y evitar fatiga muscular.

Este patron de excitación resulta en una secuencia de PAUMs llamada tren de potenciales de accion de la unidad motora (TPAUM) [37]. La suma de estos TPAUMs, y la manera en como las unidades motoras se descargan, resulta en la señal electromiográfica.

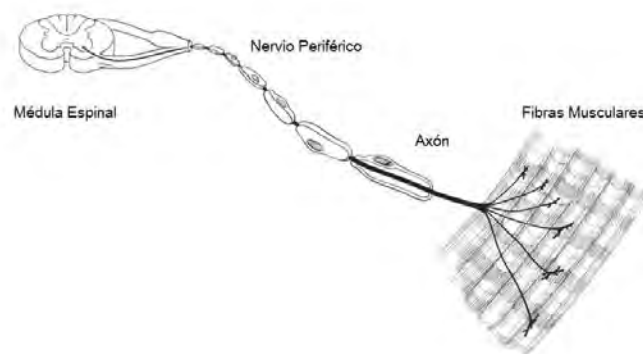


Figura 2.2: Diagrama de una unidad motora. Modificado de [1]

2.2 Generación de la señal EMG

La señal EMG es el producto de la actividad eléctrica de las fibras musculares, registradas por un electrodo, durante una contracción. Donde el origen o la fuente de la señal, se encuentra en las zonas de depolarización de las fibras. Así mismo, el tejido biológico, que separa a las fuentes de los sensores es denominado volumen conductor, este, presenta un conjunto de propiedades las cuales afecta la respuesta de las señales medidas. En el caso de registros intramusculares el efecto del tejido entre los electrodos y las fibras musculares es relativamente menor, debido a la pequeña distancia entre los electrodos y la fuente. Sin embargo, para los registros con electrodos superficiales, el volumen conductor tiene un gran efecto sobre los potenciales de acción de las fuentes.

2.2.1 Características de la señal EMG

En contracciones voluntarias, un incremento en la amplitud de la señal EMG sugiere un gradual reclutamiento de unidades motoras así como una modulación de su tasa de disparo, a fin de satisfacer la demanda de fuerza requerida. Así mismo, el incremento

de la frecuencia promedio, del espectro de frecuencia, representa parcialmente el reclutamiento adicional de unidades motoras superficiales de alto umbral, afectando altas frecuencias del espectro de densidad de la señal EMG. Esta relación, se ha apreciado de forma experimental, donde la amplitud de la señal EMG superficial de un músculo, rectificadora y filtrada, presenta una relación directamente proporcional con la fuerza del mismo. Sin embargo, los cambios de la señal EMG superficial, no necesariamente se atribuyen a cambios en el reclutamiento de UM o sus tasas de disparo. La amplitud de la señal EMG es influenciada por potenciales de fibras individuales, el grado de sincronización de las unidades motoras y la fatiga muscular[3].

Por otro lado, la respuesta en frecuencia de la señal EMG es influenciada fuertemente por el volumen conductor. El cual tiene un efecto de filtro pasa bajos, atenuado de forma proporcional a la distancia entre la fuente y los sensores superficiales. Así mismo, el uso de electrodos con una superficie activa pequeña, y de alta impedancia de entrada, presentaran un mejor respuesta a las altas frecuencias y viceversa.

Por ello, el registro de señales EMG superficiales (sEMG) presenta un mayor contenido en frecuencia por debajo de los 500Hz, el cual es mucho menor al presentado por tomas de datos con agujas concéntricas, o a estudios de fibras musculares individuales, las cuales presentan valores alrededor de 2KHz, y 10KHz, respectivamente. Así mismo, la amplitud de la señales grabadas dependen de los mismos factores fisiológicos que el contenido en frecuencia, donde el factor más importante es el tamaño del electrodo activo y la distancia entre el electrodo y la fuente. Por ello la amplitud del potencial de acción de una fibra muscular grabada con un electrodo de aguja, presenta una alta variabilidad, 0.3–10 mV.

2.2.2 Adquisición y procesamiento de las señales EMG superficiales

Indiferente del tipo de sensor, la señal generada por un electrodo, requiere de cierto acondicionamiento analógico antes de ser digitalizada. La figura 2.3 muestra un diagrama general de como una señal EMG superficial es adquirida y acondicionada.

La etapa de adquisición, consiste en convertir los flujos iónicos generados por las fuentes en corriente eléctrica. Donde las características de la fuente (diámetro de las fibras, tipo de fibras, etc.), el medio (grosor de piel, glándulas sudoríparas, folículos, etc) afectaran la magnitud y la respuesta en frecuencia, así mismo la forma, el tamaño y el tipo de electrodo.

La etapa de acondicionamiento, es un circuito analógico diseñado para minimizar la presencia de ruido en la señal, y amplificar la señal a un nivel adecuado para su digitalización. Esta etapa considera las propiedades del medio (interfase electrodo-piel), la impedancia entre la fuente y los sensores, el ancho de banda de la señal, y los ruidos presentes en el medio, así como los ruidos producto de la electrónica. Posterior a esta etapa, la señal es digitalizada y procesada.

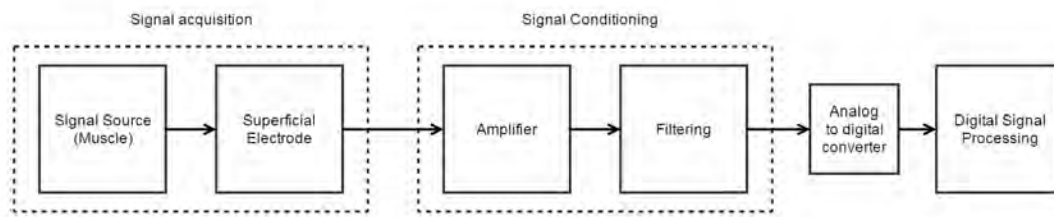


Figura 2.3: Diagrama de adquisición y acondicionamiento de un canal de EMG superficial

2.2.3 Fuentes de ruido en la señal EMG superficial

La señal EMG superficial esta sujeta a la interferencia de fuentes externas: *motion artifacts* y *crossstalk*. Donde, *Motion artifacts*, son el producto del movimiento relativo de los sensores con respecto a la fuente. Cuando un músculo realiza una contracción, su longitud se reduce, con ello, el músculo, la piel, capas y el electrodo se mueven uno respecto a otro, generando una señal de ruido en el sensor. El rango en frecuencia de este tipo de ruido oscila entre 1-10Hz y tiene un voltaje comparable con la amplitud de la señal EMG [38]. Los movimientos relativos, son principalmente dos: transversales y laterales. El primero, es producto de la perdida parcial del contacto entre el sensor y la piel, esto genera un cambio en la impedancia de acople en la interfase electrodo-piel, típicamente es ruido se da en sensores que no utilizan gel conductor. El segundo, es producto de un mal acople mecánico que permite un movimiento relativo del sensor, este movimiento puede inducir fricción cuando el sensor permanece en contacto con la piel, y por el efecto triboelectrico, se puede acoplar carga al sensor y añadir una señal no deseada [2]. Otro ruido, producto de los *motion artifacts*, ocurre por la diferencia de potencial entre las capas de la piel. Sensores húmedos, típicamente, no pueden remover este ruido, sin embargo, este se puede atenuar reduciendo la impedancia de la piel [39] preparando la adecuadamente la piel o usando sensores capacitivos, los cuales no se ven afectados por este tipo de ruido. El *crossstalk*, corresponde a la superposición es una señal EMG no deseada, perteneciente a un músculo vecino, ajeno a la prueba o registro, la cual causar interpretaciones incorrectas de la información registradas [40]. El *crossstalk* depende de parametros fisiológicos [41] como su posición relativa durante su contracción y su tamaño. Este puede ser minimizado eligiendo un tamaño de sensor adecuado así como variando cuidadosamente, la distancia entre electrodos.

Por último, dada la naturaleza del cuerpo humano, el cual se comporta como una antena, acoplando radiación electro-magnetica en su superficie. Se da el acople de la radiación de las fuentes de poder, como la línea de poder de 60Hz o 50Hz, la cual es llamada interferencia de línea de poder [42]. Este ruido se encuentra presenta en todos los sensores biopotenciales, y es una de las fuentes de ruido en modo común, el cual es una fuente de ruido presente en sistemas de tomas de datos con multiples canales.

2.3 Electrodo Superficiales

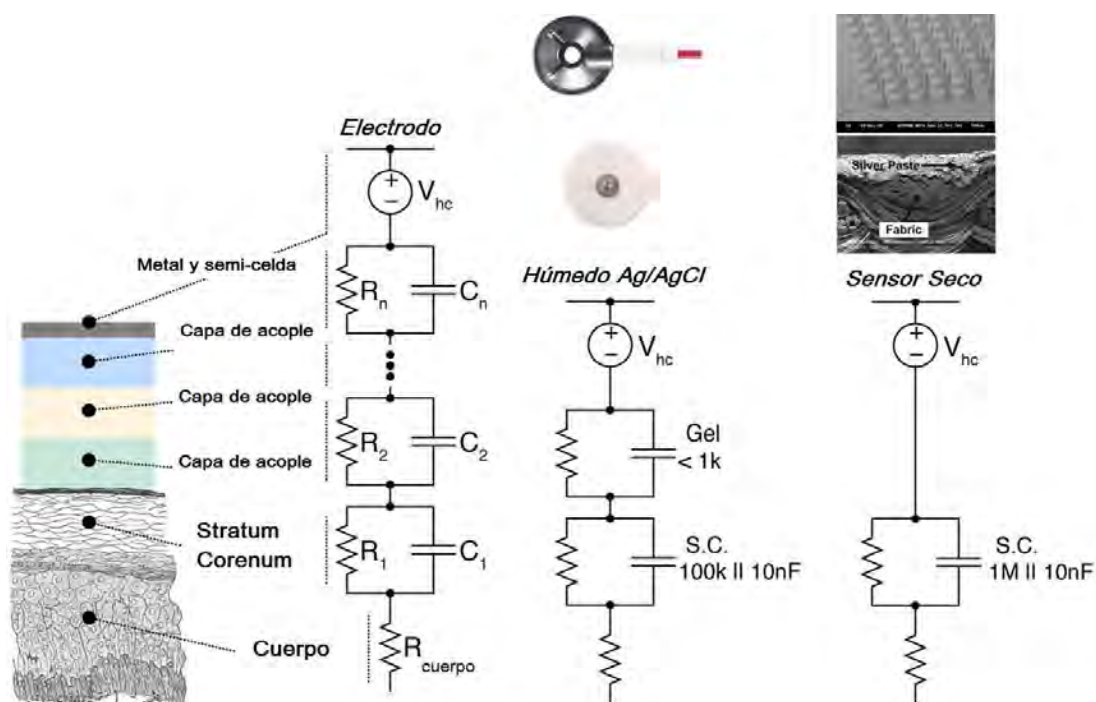


Figura 2.4: Diagrama de la interfase electrodo-piel, y modelo eléctrico de los sensores húmedos y secos. Modificado de [2].

2.3.1 Interfase electrodo-Piel

El volumen conductor hace referencia al tejido biológico que separa las fuentes de los electrodos de detección, lo cual incluye el tejido muscular así como la piel, en el caso del registro de EMG superficial.

En la figura 2.5, se aprecian las tres capas de la piel. La capa más exterior, es la *epidermis*, la cual presenta el rol más importante en la interfase electrodo-piel. Esta capa a su vez consiste de 3 sub-capas, que se encuentran en constante regeneración[5]. Las células crecen en la capa más profunda *stratum germinativum*, conforme van creciendo, las nuevas células desplazan a las células más antiguas, hacia la siguiente capa, el *stratum granulosum*, en esta capa las células comienzan a morir y perder su material nuclear. Estas células muertas, son empujadas por las más jóvenes hacia la capa más exterior, el *stratum corneum*. Es aquí donde las células se descomponen y se transforman en una capa de material keratinoso. Así mismo esta capa es conocida por ser una barrera muy efectiva al paso de iones pequeños, por ello exhibe una alta resistencia eléctrica en comparación a las otras sub-capas [43].

Por ello la *epidermis* es una capa de constante cambio, donde la sub-capas más exterior conformada de material muerto con diferentes propiedades eléctricas que el tejido vivo.

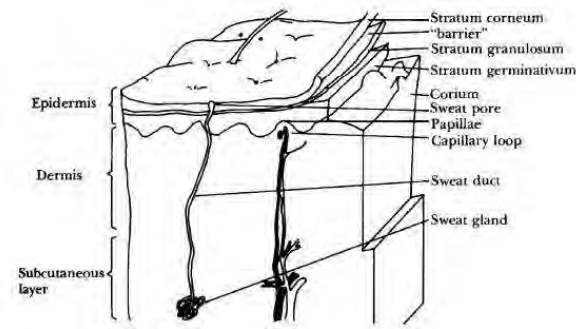


Figura 2.5: Sección de piel magnificada [3]

Las otras capas, de la piel contienen componentes vasculares y nerviosos de la piel, así como glándulas sudoríparas, folículos capilares, etc. Estas capas son similares a otros tejidos del cuerpo y, con la excepción de las glándulas sudoríparas, no presentan ninguna característica eléctrica particular en la piel.

2.3.2 Tipos de electrodos superficiales

2.3.2.1 Sensores Húmedos

A pesar de décadas de investigación en tecnología de sensores de biopotenciales para aplicaciones como la electromiografía superficial, electrocardiograma y electroencefalografía. El electrodo húmedo estándar $Ag/AgCl$ sigue siendo utilizado de forma universal para uso clínico e investigación [2]. Esto se debe principalmente a su fácil uso, bajo costo, alta estabilidad de señal y buena fijación mecánica. Sin embargo, el uso prolongado puede presentar irritación de piel y no son reutilizables. Estos consisten de un metal cubierto por una película de un ion soluble del mismo metal con un anion adecuado ($AgCl$). Además de esta película, el electrodo se encuentra inmerso en un baño de electrolito, en el cual el principal anion del electrolito es Cl^- [5].



El comportamiento de este electrodo está gobernado por dos reacciones químicas ec. (2.3.2.1) y (2.3.2.1). La primera involucra la oxidación de los átomos de plata en la superficie del electrodo a iones de plata en la solución de la interface. La segunda reacción ocurre inmediatamente después de la formación de iones de Ag^+ . Estos iones combinados con los iones Cl^- en la solución forman el compuesto $AgCl$. Las variaciones de aniones en la solución activan las reacciones a fin de balancear la ecuación, y con ello generar una corriente eléctrica medible.

Como se muestra en la figura 2.4, La piel y sus capas pueden ser modeladas como un simple circuito eléctrico RC y las capas subcutaneas pueden ser modeladas como una resistor en serie. Asi mismo, la interfase electrodo-piel, se puede modelar a un circuito eléctrico. Dado que los electros Ag/Cl , trabajan en conjunto con un gel conductor o un electrolito, este elemento puede ser modelado como una resistor en serie con un condensador en paralelo, adicionalmente, dada la semipermeabilidad de los iones, el *stratum corneum* genera una diferencia de potencial, la cual es modelada como una fuente de voltage en series con la piel.

2.3.2.2 Sensores Secos

En contraste a los sensores húmedos $Ag/AgCl$, los sensores secos estan diseñados para operar sin un electrolito específico. Sin embargo, la humedad de la piel, o el sudor, reemplaza al electrolito. Usualmente son sensores metálicos con algun recubrimiento el cual reacciona a la variación del flujo iónico y no presentan un gel conductor, a pesar de ello, presentan un voltaje de *offset* debido a la semipermeabilidad de los iones del *stratum corneum*.

En su versión mas básica, estos sensores pueden construirse de cualquier material conductor colocado sobre la piel, como un disco o barra de metal, mientras que en soluciones mas sofisticadas pueden utilizarse materiales flexibles como jebes o espumas conductoras [44]. Donde estos últimos, presentan gran ventaja con respecto a la comodidad y la capacidad de amoldarse a la superficie de contacto.

El uso de electrodos secos es un desafio mayor en contraste a la opción tradicional, dado el incremento de impedancia en la interfase electrodo-pie, la cual puede llegar a $1M\Omega || 10nF$ (figura 2.4). Este incremento se debe principalmente a la ausencia de gel conductor que reduzca la impedancia de la interfase electrodo piel. Y la ausencia de un elemento de fijación, como una espuma adherente que minimice los movimientos relativos entre el sensor y la piel, con ello las variaciones del valor de impedancia. Si bien el uso de material adhesivo reduciria la variación de impedancia, se perderian algunas de las ventajas con respecto al confort y reuso.

Dadas estas complicaciones, los circuitos para sensores secos, suelen utilizar electrodos activos para adquirir la señal cerca de la fuente y reducir la presencia de cables y el acople de ruido a los mismos, asi mismos en el caso de uso de sensores secos con micro agujas, la penetración de la piel, reduce drasticamente el valor de la impedancia.

En terminos generales, existen dos soluciones para manejar el problema de la alta impedancia de la interfase electrodo-piel. La primera consiste en lijar la piel a fin de remover la piel muerta y disminuir la impedancia de entrada drasticamente. Y la segunda, en utilizar amplificadores con una alta impedancia de entrada, muy superior a la impedancia de la interfase de tal forma que esta sea despreciable.

2.3.3 Front-end

Como se mencionó previamente, los electrodos secos, presentan una interfase mas compleja que sus contra partes húmedas, este tipo de problema usualmente es atacado usando

op amps configurados como *buffers*, colocados muy cerca de los sensores.

Una topología para electrodos activos, con circuito de guardia muy utilizada, es la presentada en la figura 2.6, esta se caracteriza por ser relativamente inmune a la interferencia de fuentes y ruido de línea [2]. Esta topología esta presente en el diseño de circuitos amplificadores para electrodos secos y electrodos de no contacto [45][46][47]. Esto se debe a que cuentan con un diseño simple, de bajo consumo energético y una implementación compacta.

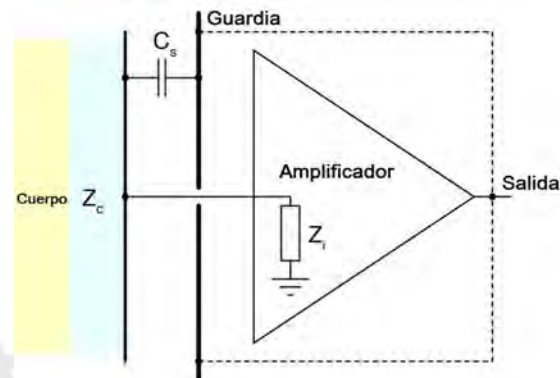


Figura 2.6: Amplificador activo de biopotenciales con circuito de guardia. Modificado de [2].

El circuito utiliza un opamp configurado como un *buffer* con ganancia unitaria. Considerando se utilice un op amp con una impedancia de entrada muy elevada, la señal pasará hacia las siguiente etapas, evitando una atenuación de la señal. Así mismo, el elemento conductor de guardia, se encuentra conectada a la salida del buffer a fin de estar al mismo potencial del voltaje de entrada, dado que ambos elementos se encuentran al mismo potencial, la diferencia de potencial es cero y con ello el *leakage* de corriente, es teóricamente nulo o despreciable. Adicionalmente, se utiliza un resistor entre la salida del *buffer* y el elemento de guardia, a fin de asilar la salida del op amp [45]. El elemento de guardia, suele ser parte del *layout* de la tarjeta, por ejemplo pistas o secciones de capas del pcb, circundantes o paralelas, a las pistas por donde fluye la señal de entrada. Las cuales son conectadas al potencial de salida[45][46][47] minimizando el *leakage* de la señal de entrada.

2.3.4 Análisis de ruido en front-end

Para poder modelar el efecto de la impedancia de la interfase electrodo-piel $Y_c(j\omega)$, en la calidad de señal adquirida, es necesario tomar en cuenta el acople eléctrico entre la piel y el amplificador conectado para la adquisición de la señal. En la figura 2.7, se presenta el modelo de ruido de un amplificador para sensores secos. Este circuito presenta elementos críticos como la impedancia de entrada de la interfase electrodo-piel, y fuentes de ruido

inherentes al amplificador, críticas en sensores secos como, el ruido referido al voltaje de entrada $v_{i,n}(jw)$ y la corriente neta de ruido a la entrada $i_{i,n}(jw)$.

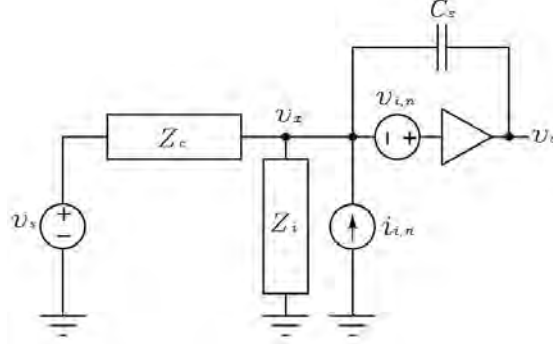


Figura 2.7: Modelo de ruido de un amplificador para sensores secos. Modificado de [2].

Teniendo presente las siguientes variables:

- $v_s(jw)$ Voltage de entrada, en la superficie de la piel.
- $v_o(jw)$ Señal generada a la salida del amplificador.
- $v_{i,n}(jw)$ Ruido referido al voltaje de entrada.
- $i_{i,n}(jw)$ Corriente neta de ruido a la entrada .
- $Y_c(jw) = g_c + jwC_c$ Admitancia del acople con la interfase electrodo-piel.
- $Y_i(jw) = g_i + jwC_i$ Admitancia de entrada del amplificador.
- C_s Capacitancia del circuito de guardia.
- A_v Ganancia del amplificador.

El circuito de la figura 2.7, puede ser simplificado considerando, la ganancia del circuito:

$$v_o = A_v(v_{i,n} + v_x) \quad (3)$$

Usando la ley de corrientes de Kirchhoff, en el nodo con el potencial de v_x

$$\frac{v_o - v_x}{Z_{C_s}(jw)} = -i_{i,n} + \frac{v_x}{Z_i(jw)} + \frac{v_x - v_s}{Z_c(jw)} \quad (4)$$

Simplificando:

$$\left(\frac{1}{Z_{C_s}(jw)} + \frac{1}{Z_c(jw)} + \frac{1}{Z_i(jw)}\right)v_o - A_v \frac{v_o}{Z_{C_s}(jw)} = A_v \left(\left(\frac{1}{Z_{C_s}(jw)} + \frac{1}{Z_c(jw)} + \frac{1}{Z_i(jw)}\right)v_{i,n} + i_{i,n} + \frac{v_s}{Z_c}\right) \quad (5)$$

$$v_o \left(\frac{1 - A_v}{Z_{C_s}(j\omega)} + \frac{1}{Z_c(j\omega)} + \frac{1}{Z_i(j\omega)} \right) = A_v \left(\left(\frac{1}{Z_{C_s}(j\omega)} + \frac{1}{Z_c(j\omega)} + \frac{1}{Z_i(j\omega)} \right) v_{i,n} + i_{i,n} + \frac{v_s}{Z_c(j\omega)} \right) \quad (6)$$

Despejando y reemplazando admitancias por impedancias:

$$v_o = \frac{\frac{A_v}{Z_c}}{\frac{(1-A_v)}{Z_{C_s}} + \frac{1}{Z_c(j\omega)} + \frac{1}{Z_i(j\omega)}} (v_s + Z_c(j\omega) \left(\frac{1}{Z_{C_s}(j\omega)} + \frac{1}{Z_c(j\omega)} + \frac{1}{Z_i(j\omega)} \right) v_{i,n} + Z_c(j\omega) i_{i,n}) \quad (7)$$

$$v_o = \frac{A_v Y_c(j\omega)}{j\omega C_s (1 - A_v) + Y_c(j\omega) + Y_i(j\omega)} \left(v_s + \frac{(j\omega C_s) + Y_c(j\omega) + Y_i(j\omega)}{Y_c(j\omega)} v_{i,n} + \frac{i_{i,n}}{Y_c(j\omega)} \right) \quad (8)$$

Reescribiendo la ecuación (8), el voltaje a la salida , v_o , se puede expresar como:

$$v_o = G(j\omega)(v_s + v_{s,n}) \quad (9)$$

Donde la ganancia equivalente a:

$$G(j\omega) = A_v \frac{Y_c(j\omega)}{Y_c(j\omega) + Y_i(j\omega) + j\omega(1 - A_v)C_s} \quad (10)$$

$$= A_v \frac{g_c + j\omega C_c}{g_c + g_i + j\omega(C_c + C_i + (1 - A_v)C_s)} \quad (11)$$

Y los ruidos referidos a la entrada, se pueden expresar como:

$$v_{s,n} = \frac{Y_c(j\omega) + Y_i(j\omega) + j\omega C_s}{Y_c(j\omega)} v_{i,n} + \frac{i_{i,n}}{Y_c(j\omega)} \quad (12)$$

$$= \frac{g_c + g_i + j\omega(C_c + C_i + C_s)}{g_c + j\omega C_c} v_{i,n} + \frac{i_{i,n}}{g_c + j\omega C_c} \quad (13)$$

Estas expresiones dan un medio cuantitativo para analizar el efecto del ruido durante el movimiento y la presencia de fricción, en terminos de parametros físicos y eléctricos de los circuitos.

La densidad espectral de potencia de ruido de entrada referido,

es calculada directamente de (13), donde $v_{i,rms}^2$ y $i_{i,rms}^2$, representan la potencia promedio (rms cuadrado) de las dos fuentes de ruido de entrada $v_{i,n}$ y $i_{i,n}$.

$$\overline{v_{s,rms}^2} = \frac{|Y_c(j\omega) + Y_i(j\omega) + Y_s(j\omega)|}{|Y_c(j\omega)|^2} \overline{v_{i,rms}^2} + \frac{\overline{i_{i,rms}^2}}{|Y_c(j\omega)|^2} \quad (14)$$

$$= \frac{(g_c + g_i)^2 + \omega^2(C_c + C_i + C_s)^2}{g_c^2 + \omega^2 C_c^2} \overline{v_{i,rms}^2} + \frac{\overline{i_{i,rms}^2}}{g_c^2 + \omega^2 C_c^2} \quad (15)$$

Tomando en cuenta solo el primer término de la ecuación (2.3.4) y asumiendo que el amplificador cuenta con una impedancia de entrada muy elevada ($g_i \approx 0$). Para el caso en el cual se trabaje con una impedancia de entrada (Z_c) relativamente baja, la presencia del ruido dependerá principalmente, del ruido referido al voltaje de entrada. Sin embargo en el caso opuesto cuando se trabaje con un sensor que cuente con una impedancia de entrada muy elevada, como en el caso de sensores de no contacto, el ruido referido al voltaje de entrada estará amplificado por $1 + (C_i + C_s)/C_c$. En este caso se debe tener un cuidado particular con la selección del amplificador y su capacitancia de entrada, así como el diseño de la guardia para minimizar su capacitancia. La segunda fuente de ruido, suele ser más significativa en la mayoría de casos. Esta corriente neta de ruido de entrada combina ruido térmico de la conductancia de entrada g_c , y la conductancia de entrada del amplificador g_i . Considerando que el valor rms de una fuente de corriente de ruido está dado por [48]:

$$\overline{i_{i,rms}^2} = \int_{f_2}^{f_1} \frac{4KT}{R} df \quad (16)$$

Donde K , es la constante de Boltzmann (J/K), T es la temperatura absoluta en Kelvins, R es el valor de la resistencia y f_1 y f_2 , los límites de la integral. Considerando $\frac{1}{Rc} = g_c$, y que el ruido ha sido integrado para un ancho de banda $B = f_1 - f_2$ el segundo término de la ecuación se puede expresar como:

$$= \frac{4kTBg_c}{g_c^2 + w^2C_c^2} = \frac{4kTB}{g_c + \frac{w^2C_c^2}{g_c}} \quad (17)$$

Se puede apreciar que este componente tiene un comportamiento idéntico en dos casos extremos: una conductancia de acople muy elevada ($g_c \approx \infty$) o una impedancia de acople infinita ($g_c \approx 0$). Donde cualquiera de los dos extremos es ideal para reducir esta componente de ruido. Como se puede apreciar de la tabla, los sensores secos no se encuentran en ninguno de los dos extremos. Por ello se debe tener mucho cuidado con los valores de densidad espectral de corriente referida de entrada, que presente el amplificador.

Electrodo	Impedancia
Húmedo Ag/AgCl	350 25nF
Placa de metal	1.3M 12nF
Algodón	305M 34pF
MEMS	650k -

Tabla 2.1: Impedancias de diferentes electrodos [2].

2.3.5 Configuraciones de sensores

Las configuraciones de electrodos, para adquisición de señales EMG superficiales mas comunes, son las diferenciales simples [49][50][51] y las doble diferencial [49][17]. Siendo la primera la mas común [52]. Si bien existen otras configuraciones espaciales, en terminos generales estas tienden a incrementar la complejidad de la electronica y/o los elementos conductores.

Los circuitos diferenciales simples, presentan una configuracion básica, en la cual la diferencia de dos voltajes es multiplicada por una ganancia fija. Esta configuración tienens dos variantes: full diferencial y diferencial aproximado (figura 2.8).

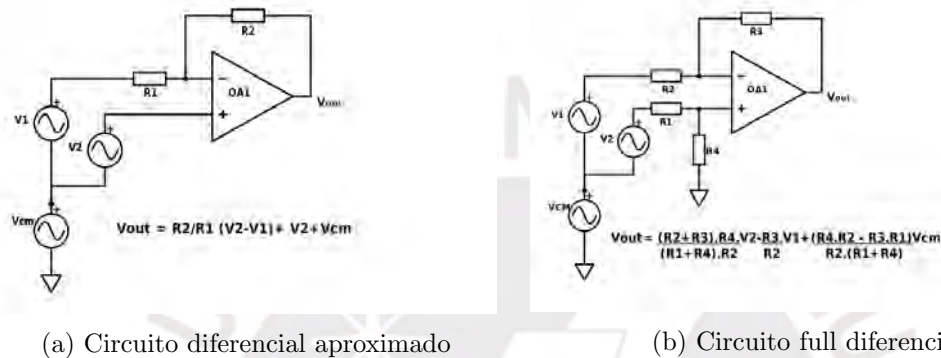


Figura 2.8: Circuitos diferenciales simples

El circuito diferencial aproximado, resta el voltaje de dos entradas y multiplica la diferencia por una ganancia y adiciona un residuo. Esta configuración no elimina o atenúa el voltaje en modo común, entre canales. Sin embargo, requiere muy pocos componentes, donde la tolerancia de los mismos no presenta un efecto crucial, en la función de transferencia. En contraste, el circuito full diferencial, no presenta un voltaje residual y teóricamente puede incrementar altamente el rechazo de señales o ruidos en modo común. Para ello, este circuito requiere componentes con tolerancias muy bajas ($\leq 1\%$) y un número mayor de componentes que su contraparte aproximada. Sin embargo, factores adicionales como la diferencia entre las impedancias de entradas limitan la atenuación.

Los circuitos que requieren atenuar señales en modo común muy elevadas, como la línea de poder ($50Hz$ or $60Hz$), deben presentar un rechazo en modo común con valores de CMRR superiores a los 100 dB [52], el cual es muy difícil de conseguir sin la ayuda de un circuito DRL, por sus siglas en inglés *driver right leg*.

2.4 Sistemas embebidos para arreglo de sensores sEMG del antebrazo

*16 sensores monopolares, diferenciados de forma secuencia.

†El sistema desarrollado solo se usa para visualizar las señales.

‡Solo se especifica el consumo en mA.

Modelo	Número de sensores	Tipo de sensores	Circuito Analógico	Procesador	Resolución (bits)	Número de gestos	Consumo (mW)/ Alimentación	Comunicación	Portabilidad
Tang 2012 [53]	6 bipolar	Húmedos Ag/AgCl	Amplificado y filtrado analógico	PC	10	6	-/-	RF	P
Fang 2013 [33]	16 bipolar*	Secos Ag/AgCl (Mod)	Amplificado y filtrado analógico	PC †	-	-	-/-	USB STM32L-151V8	L
Cerebro [16][31]	8 bipolar	Húmedos Ag/AgCl	Cerebro AFE	STM32F407	16	4-7	130/ -	serial BT	L
SJT-iMYO [15][32]	4 +4	Secos Oro + NIRS leds	Amplificado y filtrado analógico	MSP430F149	12	13	200mA‡ 3Baterías 1 celda 600mAh	serial BT	P
Biosleeve [14][34][35]	32 bipolar +2 IMUs	Secos: Delsys [49][14][34] Tela conductora [35]	-	PC	-	16	- /-	Serial	P
Kim 2017 [36]	2 (5x3)	Secos-HD Micro agujas	-	PC	-	4	- /-	Serial BT	L
MYO[17]	8 bipolar +1 IMU	Secos inox	-	MK21FN1-M0VMC12	-	5	- 7Baterías 1 celda 260mAh	USB BT	P

Tabla 2.2: Lista características de diferentes sistemas portátiles de sensores EMG para el antebrazo.

Dentro de los usos más convencionales, estos dispositivos sirven para identificar gestos de mano, una vez identificado el gesto, este es enviado a otro dispositivo como una PC, un brazo robótico [32], un móvil [35], etc. Para poder realizar la identificación de gestos, los microcontroladores utilizan algoritmos de clasificación como: *support vector machine* [16][31], redes neuronales [], discriminadores lineales [15][32], etc.

La estructura general de estos algoritmos, consiste en un pre-procesamiento, la extracción de características y luego la clasificación para la generación del modelo. Una vez con los parámetros del modelo, el proceso de estimación utiliza el modelo para la clasificación de forma continua. La etapa de pre-procesamiento, típicamente consiste en algún tipo de filtrado, pasa banda con la implementación de un filtro IIR o FIR, y ocasionalmente un filtro *notch* seguido de una rectificación de la data. Posterior a esto, en base a una ventana de datos se suele realizar alguna operación para extraer características, como un histograma, un promedio, valor RMS, entre otros. Estas características son clasificadas y son usadas para determinar los parámetros del modelo. Típicamente, este proceso se hace con la asistencia de una PC, dado que suele requerir, una cantidad

considerable de memoria, y requiere de un gran poder de procesamiento. Finalmente el modelo es cargado en el microcontrolador, para la lectura y la clasificación de la data.

Tanto los trabajos de Benatti et al y el sistema MYO, presentan una estimación de gestos de mano en tiempo real por medio de uso de algoritmos de clasificación implementados en sistemas con microprocesadores STM32F407 y MK21FN1M0VMC12, respectivamente. Estos microprocesadores presentan un reloj mayor a 120MHz, una memoria Flash y SRAM igual 1Mb y mayor a 128Kb, multiples periféricos de comunicación y lectura de entradas analógicas (> 24), así como un valor de 1.25DMIPS/(MHz), posicionando estos integrados en una gama sobre el promedio. Estos valores determinan un rango de búsqueda para un microcontrolador a fin de desarrollar una tarea similar.

Otra característica crucial de estos sistemas, es la alimentación. Dado que este tipo de dispositivo busca ser lo mas portátil posible. Los sistemas van a requerir baterías, ligeras, livianas y que puedan tener el mayor tiempo de vida, esto implica que todos los elementos electrónicos, deben de tener el menor consumo posible, a fin de prolongar el tiempo de vida del dispositivo. Salvo los sistemas SJT-iMYO y MYO, la alimentación no se encuentra desarrollada o especificada. En ambos casos las baterías se encuentran distribuidas de forma simétrica en el brazalete y en total tienen una alimentación 1800mA y 1820mA, respectivamente. Donde el sistema MYO garantiza un día entero de uso, mientras el sistema SJT-iMYO, podría durar como mínimo 2.5 horas[15]. Si bien ambos sistemas presentan una batería equivalente con un amperaje por hora similar, los tiempos de vida son totalmente distintos, estos se debe a los sensores NIRS leds adicionales que tiene [15] y en general al sistema que administra los modos del microcontrolador la lectura de los datos, entre otros.

3 Diseño de sensores superficiales EMG y sistema embebido

3.1 Requisitos de sensores superficiales EMG y sistema embebido

El objetivo de esta tesis es implementar un arreglo de ocho sensores EMG integrado a un sistema embebido, para la lectura y el procesamiento de señales EMG del antebrazo en tiempo real, portátil y de fácil uso. Como se aprecia en el diagrama 3.1, este sistema se divide principalmente en 2 bloques: los sensores emg diferenciales activos y el módulo de alimentación y procesamiento. A fin maximizar el número de canales emg y teniendo la restricción del volumen de los sensores se considera un arreglo de 8 sensores EMG diferenciables. Así mismo, el requisito de reusabilidad y portabilidad, se considera el uso de sensores EMG activos secos, en conjunto con un elemento conductor, o de sensado, inocuo resistente al óxido. Al ser sensores diferenciales se requiere de dos puntos de contactos para un canal, en base a la recomendación del seniam[54] la distancia entre electrodos, esta no debe ser mayor 20mm para lograr la mayor calidad de señal. A fin de mantener la mayor cantidad de información de la señal EMG se considera un ancho de banda de entre 20-1000Hz con lo cual se asegura la mayor parte de información mientras se eliminan los "motion artifacts"[55] (valores menores a 20Hz). Para que el sistema embebido pueda digitalizar las señales EMG, estas deben tener una amplitud no mayor de 3V, considerando que la amplitud de una señal emg esta en el rango de 0.3 y 10mV la ganancia del circuito no debería exceder los 60db. Así mismo, para atenuar la presencia de ruido en modo común, y tener una buena calidad de señal se considera el uso de un circuito DRL a fin de asegurar un valor de por lo menos 50db en 60Hz [56], si bien este valor se puede lograr con el uso de amplificadores operaciones con CMRR elevados, el CMRR total del circuito diferenciales va estar sujeto a la diferencia de valores entre los componentes pasivos.

Con respecto al sistema de adquisición,y procesamiento se va a implementar un sistema embebido compuesto principalmente por un procesador el cual cuente con por lo menos 8 canales ADC, y que cuente con la memoria sram mínima de 8Kbytes, un frecuencia de reloj de por lo menos 20MHz, puertos de seriales USART, un empaque compacto y fácil de soldar. Esto basado en la implementación de un algoritmo de "support vector machine" multi gesto que considereun total de 250 "support vectores" con vectores de 8 datos float. Y el envío de datos a una PC por el puerto serial. A fin de alimentar los sensores se debe de contar con fuentes de alimentación que cumplan el requerimiento energetico de los 8 sensores analógicos y el procesador, las cuales deben de poder ser energizadas por una batería de lipo de una celda, para mantener un volumen acotado.

- Sensores sEMG
 - La distancia entre sensores debe de ser menor a 2 centímetros.
 - El material del elemento de sensado debe ser inoxidable, inocuo y reusable.
 - El sistema contará con 8 canales de EMG.

- Los sensores EMG superficiales secos, deben de incluir las frecuencias entre 20-1000Hz.
 - La ganancia de los sensores activos debe ser aprox. 60db.
 - El rechazo en modo común, en 60Hz debe ser mayor o igual de 50 db.
 - La alimentación del circuito del sensor, debe ser compatible con la del sistema de procesamiento.
- Embebido
 - El sistema embebido debe de contar con los medios para poder leer, por lo menos, 8 canales.
 - El sistema embebido debe contar con 8Kbytes de memoria.
 - Frecuencia de reloj no menor a 20Mhz
 - Alimentación
 - Todos los componentes activos deben de presentar un bajo consumo electrico.
 - El sistema de alimentación estará integrado al sistema embebido.
 - La fuente de alimentación usará una batería.

Consideraciones adicionales:

- Todos los componentes pasivos, deben de ser smd de un empaque no mayor a 0603.
- La implementación debe de contar con la menor cantidad de componentes.
- El sistema debe estar integrado en una estructura que facilite el montaje de los sensores y la electrónica complementaria.

3.2 Descripción y justificación del diseño

El diagrama del sistema electrónico, para la adquisición, acondicionamiento y procesamiento de ocho canales de sEMG, es presentado en al figura 3.1. El diagrama presenta dos componentes principales: Los sensores sEMG activos y el sistema de embebido. Cada sensor consiste de dos contactos metálicos, seguidos de un buffer y un filtro pasa altos, las señales filtradas pasan por un circuito amplificador diferencial, para ser restadas y amplificadas. la señal resultante es filtrada por un filtro pasa bajos y sumada a un voltaje *offset*. Adicionalmente, se cuenta con un circuito DRL, el cual promedia las señales en modo común de cada canal, la señal resultante es invertida y amplificada, para ser regresada al usuario por medio de un contacto metálico, con ellos reduciendo la presencia de señal en modo común.

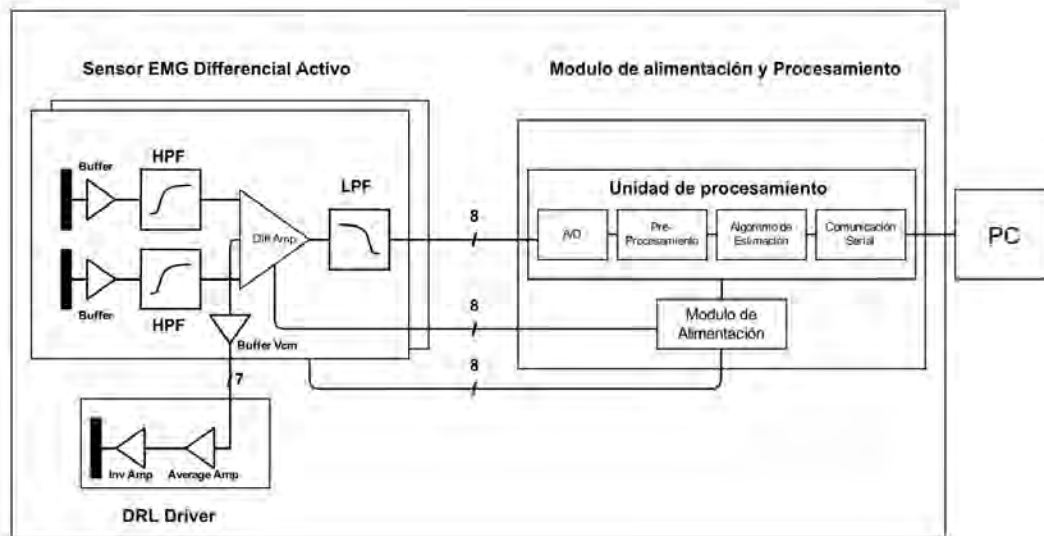


Figura 3.1: Diagrama general del sistema propuesto [aporte propio]

El módulo de alimentación y procesamiento, esta compuesto por un sistema embebido que permite la digitalización y procesamiento de las señales EMG y la energización de todo el sistema. En el centro de este sistema se cuenta con un microcontrolador, el cual tiene los periféricos adecuados para poder digitalizar 8 señales analógicas a una frecuencia de 2000Hz. Y el poder de procesamiento para realizar el pre-procesamiento de las señales EMG (filtros digitales, rectificación, promediado de ventanas, etc.), la implementación de algoritmos de machine learning para estimación en tiempo real, así como los componentes para la comunicación con una PC, u otro microcontrolador. El sistema de alimentación, es un banco de fuentes para alimentar las demandas de los sensores EMG (amplificadores, buffers, filtros analógicos, reguladores de voltaje, etc.), y el microcontrolador.

3.3 Diseño de los circuitos y selección de componentes

3.3.1 Sensores sEMG

En la siguiente sección se detalla el diseño de cada componente de los sensores sEMG.

3.3.1.1 Electrodo seco

Como se mencionó en secciones anteriores, los electrodos secos pueden ser fabricados con cualquier metal. Sin embargo, por fines prácticos como costo y resistencia mecánica hay materiales que son más adecuados que otros. Adicionalmente, se debe tener presente el voltaje en la interfase electrodo-piel, el cual va a variar en función del material usado

como sensor en contacto con la piel. En la tabla 3.1 se presenta una lista de diferentes metales, con su reacción redox y su voltaje de media celda.

En distintas implementaciones de sensores secos, hay una preferencia al uso de metales preciosos como el oro y la plata, por tener buena resistencia a la corrosión y cuentan con alta compatibilidad con la piel y en terminos generales no son alergenicos. Trabajos como [15][32][52][57][58] han utilizado metales bañados en oro, mientras [14][34][49] utilizan conductores de plata o bañados en plata fina. Asi mismo, se debe tener presente el potencial de media celda, este es voltaje producto de la reacción en la interfase electrodo piel, es una fuente de ruido, la cual puede saturar la señal registrada, si su valor es muy alto. Como se puede ser en la tabla 3.1 los sensores tradicionales, humedos, de cloruro de plata, son los sensores que cuenta el menor valor de voltaje de media celda, mientras que las alternativas escas tienen valores mayores, sientto el cobre y el hierro, las siguientes alternativas con valores menores.

Metal	Reacción	E°
Zinc	$Zn^{2+} + 2e^{-} \leftrightarrow Zn$	-0.762
Hierro	$Fe^{2+} + 2e^{-} \leftrightarrow Fe$	-0.447
Cloruro de plata	$AgCl + e^{-} \leftrightarrow Ag^{+} + Cl^{-}$	+0.222
Cobre	$Cu^{+} + e^{-} \leftrightarrow Cu$	+0.521
Plata	$Ag^{+} + e^{-} \leftrightarrow Ag$	+0.780
Oro	$Au^{+} + e^{-} \leftrightarrow Au$	+1.692

Tabla 3.1: Potencial de media celda de diferentes metales.

En base a la tabla 3.1 y a los trabajos previos, se ha considerado el uso de la plata como metal conductor. Por tener un potencial de media celda menor que el del oro y su alta compatibilidad con la piel. Si bien el cobre y el hierro tienen un menor valores de media celda, estos dos materiales son altamente corrosivos, y si bien se puede trabajar con alguna aleación de hierro como inox, obtener una geometria compleja es mas complicado y costoso. Se ha visto que el uso de electrodos con áreas grandes, pueden reducir la presencia de ruido. Mientras que la amplitud de la señal es directamente proporcional a la distancia entre electrodos [59]. A pesar que, intuitivamente, esta distancia deberia maximizarse, una distancia muy grande entre electrodos, complicaria la implementación del mismo, así mismo no permitiria la lectura de músculos muy pequeños. Adicionalmente, un incremento en el distancia inter-electrodo, significa un decremento del ancho de banda de la señales adquiridas. En [59] es recomendado el uso de una distancia inter-electrodos de 1cm, asi como sensores formados por barras de un 1.0 x 0.1 cm. Teniendo esto presente, y a fin de preservar la mayor cantidad de componentes en frecuencia se considerar una distancia interelectrodo de aprox 1 cm o menos y el uso de barras de plata 925 bañada en plata 950 según la geometria recomendada.

3.3.1.2 Diseño de circuito de adquisición

Teniendo presente la adquisición de una señal de un sensor seco, se considera la topología, presentada en la sección (2.3.3), esta es adecuada para adquirir la señal y minimizar las corrientes de fuga, así como el acople de ruido electromagnético.

Esta configuración requiere: un opamp configurado como *buffer* y una conexión a una guarda que recubra total o parcialmente al elemento conductor (barra de plata). Así mismo el op-amp, a usar, debe de contar con características favorables para su uso. Entre ellas se esta considerando una impedancia de entrada elevada a fin de evitar atenuación en la señal de entrada y mermar el efecto del incremento del ruido por voltajes de ruido internos del op-amp. Una de corriente de ruido y voltaje lo mas bajas posibles, un empaque muy pequeño (menor a *SOIC*), bajo consumo y finalmente que presente un costo bajo.

En la tabla 3.2 se presenta una lista de amplificadores (quad op-amp), utilizados en diferentes aplicaciones de lectura de biopotenciales, que requieren alto grado de precisión. Como se aprecia en la tabla, muchos de los op-amps son candidatos a ser usados.

Dado que se tiene interes en usar al op-amp en configuración *buffer*, este debe presentar una impedancia de entrada muy elevada ($> 10^6$). Los op-amps presentes en la tabla, cuentan con una alta impedancia de entrada diferencial, y en modo común, siendo muy superiores a la impedancia de entrada de la interfase electrodo piel y con ello evitando atenuar la señal leída, como los opamps: LMP7704, LT1014 y OPA4191. Otro de los criterios a considerar es el reducido espacio, por ello se busca que el dispositivo se encuentre en un empaque lo más pequeño posible. Dentro de las opciones presentes, el OPA4330, presenta un empaque VQFN, el cual tiene un tamaño ideal, así como un consumo de corriente muy bajo, sin embargo, la ficha técnica no especifica el valor de impedancia de entrada y cuenta con una densidad de ruido más elevada a las opciones previamente mencionadas. Por otro lado, el OPA4191 presenta una densidad de corriente de ruido sumamente baja, bajo consumo y un empaque TSSOP, volviendo a este un candidato ideal. A pesar de estas buenas características, la densidad de voltaje de ruido es mayor a la LMP7704.

El dispositivo LMP7704, presenta un buen balance tanto en consumo, tamaño de empaque y cuenta con el menor valor de densidad de corriente de ruido. Así mismo, este dispositivo ha sido utilizado en trabajos previos [45][60] con resultados positivos. Por ello en este diseño se hará uso de este integrado para la etapa de adquisición. Con respecto a la guarda de la señal de entrada, basados en el trabajo de [47], se esta considerando utilizar el mismo *layout* del circuito impreso para cubrir la pista que lleve la señal de las barras de plata. Para aislar la guardia de la salida se considera utilizar una resistencia de $10k\Omega$. Finalmente en la figura 3.2, se presenta el diagrama esquemático para la etapa de adquisición de un canal.

*Resistencia de entrada calculada con simulación en software TINA

†Valor encontrado a una frecuencia de 100KHz

‡Precios referenciales, extraídos de digikey. url:<https://www.digikey.com>

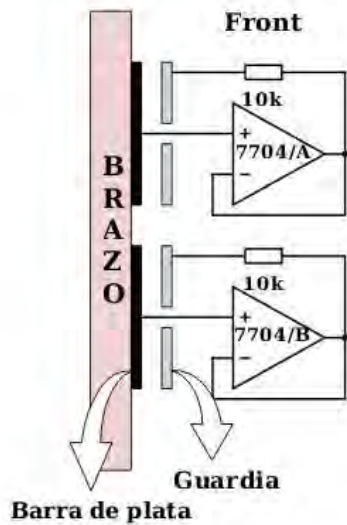


Figura 3.2: Circuito esquemático de la etapa de adquisición de un canal

3.3.1.3 Diseño filtro pasa altos

En las topologías convencionales de adquisición de señales diferenciales, se sugieren 3 etapas después de los buffers, una etapa diferencial con una ganancia muy baja (o igual a 1), una etapa de filtrado, y finalmente una etapa de amplificación o ganancia. A fin de reducir etapas y consecuentemente amplificadores operaciones, hay dos opciones: la ganancia puede integrarse a la etapa de filtrado o puede integrarse a la etapa diferencial. En el primer caso, una etapa de filtrado-amplificación tiene unas curvas de ganancia-frecuencias, que no pueden respetar el ancho de banda deseado (20-1000 Hz). En el segundo caso, al usar una etapa diferencial con amplificación, se puede obtener una ganancia de 60db en el ancho de banda de interés, sin embargo voltajes de baja frecuencia como *motion artifacts* y el voltaje de media celda, podrían saturar el circuito. A fin de evitar este efecto, se considera el uso de un filtro pasa altos a la salida de cada buffer. Con ello los niveles DC son atenuados y el sistema se puede mantener estable en la presencia de un movimiento relativo entre la piel y el sensor.

Teniendo presente la restricción minimalista, se consideran filtros pasa altos pasivos de primer orden, figura 3.3 a la salida de cada Buffer.

Donde la frecuencia de corte está determinada por:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (18)$$

Dado que estos filtros se encuentran integrados a la etapa diferencial, su análisis se realiza en conjunto, en la siguiente sección.

Modelo	GBWP (MHz)	CMRR a 100Hz (dB)	Impedancia de entrada (ΩpF)	Densidad de corriente del ruido a 1KHz (fA/\sqrt{Hz})	Densidad de voltaje del ruido a 1KHz (nV/\sqrt{Hz})	Consumo (mA)	Empaque	Precio (USD) [‡]
LMP7704	2.5	120	$5.7 \times 10^7 * 25$	1 †	9	2.9	SOIC TSSOP	4.78
LT1014	1	113	$3 \times 10^8 -$	15	22	1.4	PDIP SO	5.19
OPA4243	0.43	103	$10^6 2$	40	22	0.6	TSSOP	6
AD8609	0.4	92	$- 1.9$	50	25	0.16	SOIC TSSOP	5.06
TLV2376	5.5	90	$- 6.5$	2	8	3.26	SOIC TSSOP	1.79
OPA4228	33	120	$10^7 12$	400	3	14.8	PDIP SOIC	11.38
OPA4191	2.5	92	$10^8 1.6$	1.5	24	0.56	SOIC TSSOP	6.41
OPA4330	0.35	91	$- 2$	100	55	0.084	SOIC TSSOP VQFN	4.01
AD8694	10	> 105	$- 2.5$	50	8	3.8	SOIC TSSOP	2.92
AD4807-4	28	65	$0.035 \times 10^6 1$	800	3.3	4	TSSOP	6.31
AD4177-4	3.5	95	$4 \times 10^6 1$	200	8	2	SOIC TSSOP	8.89

Tabla 3.2: Lista de amplificadores operacionales de bajo ruido. Especificaciones extraídas de hojas técnicas.

3.3.1.4 Diseño de etapa diferencial

Dado el modelo de las señales EMG, estas se encuentran en la presencia de ruido en modo común, el cual incluye señales DC, *motion artifacts*, y ruido producto del amplificador, entre otros. Por ello se hace uso de circuitos diferenciales, tanto para remover estos elementos, como para amplificar las señales de interés.

Tipicamente, estos circuitos están pensados a ser usados con una ganancia unitaria muy baja, de tal manera que solo eliminan el ruido en modo común, y posteriormente se realiza la amplificación, esto para evitar la saturación de la señal en presencia de algún ruido con un nivel DC alto. Sin embargo, esto implica un amplificador operación adicional, para evitar esto, se integra un filtro pasa altos, pasivo, entre las señales EMG provenientes de cada front-end y el circuito full diferencial. Con ello se puede garantizar la no saturación en la etapa diferencial, y así mismo se puede ajustar el ancho de banda del circuito según el requerimiento.

En la figura 3.4, se presenta el circuito diferencial con los filtros pasa altos en cada entrada de voltaje. Dado que los filtros son pasivos, su análisis tiene que realizarse en conjunto con todo el circuito, donde la ganancia del circuito es calculada según:

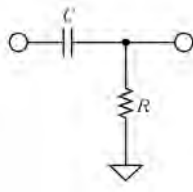


Figura 3.3: Filtro RC pasa altos de primer orden pasivo [4].

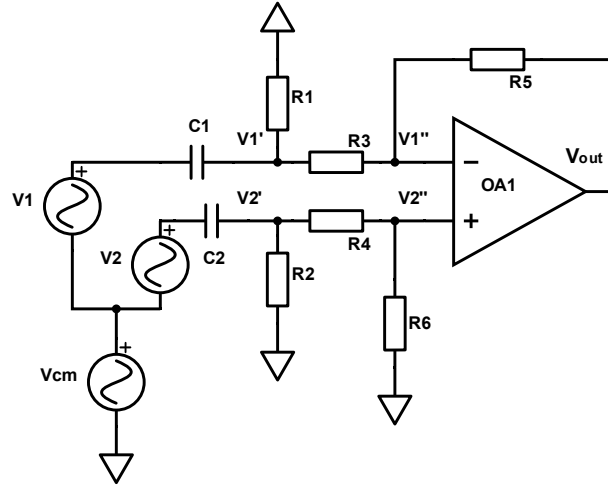


Figura 3.4: Circuito diferencial con filtros pasa altos a las entradas en cada entrada (elaboración propia)

Calculando $V1'$:

$$\frac{V1 - V1'}{Z1} = \frac{V1'}{R1} + \frac{V1' - V2''}{R3} \quad (19)$$

$$V1' = \frac{\frac{V1}{Z1} + \frac{V2''}{R3}}{\frac{1}{Z1} + \frac{1}{R1} + \frac{1}{R3}} \quad (20)$$

$$V1' = \frac{(R3V1 + Z1V2'')R2}{R3(R1 + Z1) + R1Z1} \quad (21)$$

Calculando $V2'$:

$$V2' = \frac{\frac{R2(R4+R6)}{R2+R4+R6}}{Z2 + \frac{R2(R4+R6)}{R2+R4+R6}} V2 \quad (22)$$

$$V2' = \frac{R2(R4 + R6)}{Z2R2 + (Z2 + R2)(R4 + R6)} V2 \quad (23)$$

Calculando Ganancia:

$$V_{out} = \left(1 + \frac{R5}{R3}\right)V2'' - \frac{R5}{R3}V1' \quad (24)$$

$$V_{out} = \left(1 + \frac{R5}{R3}\left(1 - \frac{Z1R1}{R3(R1 + Z1) + R1Z1}\right)\right)V2'' - \frac{R5}{R3} \cdot \frac{R1R3}{R3(R1 + Z1) + R1Z1} \cdot V1 \quad (25)$$

Simplificando y reemplazando $V2''$ en ec 25:

$$V_{out} = \frac{(R1 + Z1)(R3 + R5) + R1Z1}{R3(R1 + Z1) + R1Z1} \cdot \frac{R6}{R4 + R6} \cdot \frac{R2(R4 + R6)}{Z2R2 + (Z2 + R2)(R4 + R6)} V2 - \frac{R1R5}{R3(R1 + Z1) + R1Z1} V1 \quad (26)$$

Considerando las relaciones, en ec. 26

$$C1 = C2$$

$$R1 = R2$$

$$R3 = R4$$

$$R5 = R6$$

$$V_{out} = \frac{R2R6}{R3(R1 + Z1) + R1Z1} V2 - \frac{R1R5}{R3(R1 + Z1) + R1Z1} V1 \quad (27)$$

$$V_{out} = \frac{R1R5}{R3(R1 + Z1) + R1Z1} (V2 - V1) \quad (28)$$

Reemplazando $Z1$ por $\frac{1}{-iwC1}$, la ganancia de circuito esta dado por:

$$G = \frac{wC1R1R5}{\sqrt{(R1 + R3)^2 + (wC1R1R3)^2}} \quad (29)$$

La ecuación (29) muestra la ganancia diferencial *ideal*, del circuito presentado en la figura (3.4). El cual es un filtro pasa altos de la diferencia de las señales de entrada. Donde la ganancia en la banda de paso esta determinada por:

$$BPG = \frac{R5}{R3} \quad (30)$$

Considerando la ganancia es de $\frac{R5}{R3} \cdot 10^{-\frac{3}{20}}$, en una caída de 3db, la frecuencia de corte se determinada con:

$$W = \frac{(R1 + R3)}{R1C1} \cdot \frac{R5}{R3} \cdot 10^{-\frac{3}{20}} \sqrt{\frac{1}{(R5)^2(1 - 10^{-\frac{6}{20}})}} \quad (31)$$

Dado los requisitos del circuito se determinan los valores segun:

$$\begin{aligned} C1 &= C2 = 10\mu f \\ R1 &= R2 = 1M\Omega \\ R3 &= R4 = 1K\Omega \\ R5 &= R6 = 1M\Omega \end{aligned}$$

Con lo cual se obtiene una ganancia en la banda de paso de 60db y una frecuencia de corte de 16Hz prox. Cabe resaltar que estos valores son aproximados, los componentes reales presentan tolerancias que afectan la asunción inicial, en mayor o menor medida según la tolerancia de los capacitores o resistencias, en principio se considera una tolerancia de 0.1% en las resistencias y 10% en los capacitores. Esto basado en la disponibilidad del proveedor y un balance en el costo.

Por otro lado se considera el análisis de la ganancia del voltaje en modo común, dado las tolerancias entre componentes.

Partiendo de 26, y considerando V_{cm} :

$$V_{outCM} = \left(\frac{(R1 + Z1)(R3 + R5) + R1Z1}{(R3(R1 + Z1) + R1Z1)(R4 + R6)} \cdot \frac{R6R2(R4 + R6)}{Z2R2 + (Z2 + R2)(R4 + R6)} - \frac{R1R5}{R3(R1 + Z1) + R1Z1} \right) V_{cm} \quad (32)$$

Considerando $Z1 = \frac{1}{iwC1}$ y $Z2 = \frac{1}{iwC2}$:

$$V_{outCM} = \left(\left(1 + \frac{R5Z1}{(R1 + Z1)R3 + R1Z1} \right) \left(\frac{R2R6}{Z2R2 + (Z2 + R2)(R4 + R6)} \right) - \left(\frac{R1R5}{R3(R1 + Z1) + R1Z1} \right) \left(\frac{R2(R4 + Z2) + Z2(R4 + R6)}{Z2R2 + (Z2 + R2)(R4 + R6)} \right) \right) V_{cm} \quad (33)$$

Factorizando y simplificando:

$$Gain_{CM} = \left(1 + \frac{\frac{R5}{R3+R1} - \frac{iwC1D1^2R5}{R3R1}}{1 + (wC1D1)^2} \right) \left(\frac{(iwC2R2R6D2)(1 - iwC2R2D2)}{(1 + (wC2R2D2)^2)(R4 + R6)} \right) - \left(\frac{R5(iwC1D1 + (wC1D1)^2)}{R3(1 + (wC1D1)^2)} \right) \left(\frac{(1 + \frac{iwR2R4D2}{R4+R6})(1 - iwC2R2D2)}{1 + (wC2R2D2)^2} \right) \quad (34)$$

Donde $D1 = \frac{R1R3}{R1+R3}$ y $D2 = \frac{R4+R6}{R2+R4+R6}$, factorizando en parte real e imaginaria.

$$\begin{aligned}
Rg_{CM} = & \left(\left(1 + \frac{R5}{R1+R3} + \left(\frac{wC1R1R3}{R1+R3} \right)^2 \right) \left(\frac{(wC2R2)^2 R6 (R4+R6)}{(R2+R4+R6)^2} \right) \right. \\
& - \left(R3R5 \left(1 + \frac{wC2R2R4(R4+R6)}{(R2+R4+R6)^2} \right) \left(\frac{wC1R1}{R1+R3} \right)^2 \right. \\
& + \left. \frac{w^2 C1 C2 R1 R2 R5 R6}{(R1+R3)(R2+R4+R6)} + \frac{w^2 C1 C2 R1 R2 R3 R5 R6}{(R1+R3)^2 (R2+R4+R6)} \right) \\
& / \left(\left(1 + \left(\frac{wC1R1R3}{R1+R3} \right)^2 \right) \left(1 + \frac{wC2R2(R4+R6)}{(R2+R4+R6)} \right)^2 \right)
\end{aligned} \tag{35}$$

$$\begin{aligned}
Ig_{CM} = & \left(\frac{w^3 R3 R5 C2 R2 R6 (C1 R1)^2}{(R2+R4+R6)(R1+R3)^2} \right. \\
& - \frac{wC1R1R5}{R1+R3} \left(1 + \frac{R4(R4+R6)(wC2R2)^2}{(R2+R4+R6)^2} \right) \\
& + \left(1 + \left(\frac{wC1R2R3}{R1+R3} \right)^2 + \frac{R5}{(R1+R3)} \right) \left(\frac{wC2R2R6}{R2+R4+R6} \right) \\
& - \left(\frac{wR1R3R5C1}{(R1+R3)^2} \right) \left(\frac{(wC2R2)^2 R6 (R4+R6)}{(R2+R4+R6)^2} \right) \\
& / \left(\left(1 + \left(\frac{wC1R1R3}{R1+R3} \right)^2 \right) \left(1 + \frac{wC2R2(R4+R6)}{(R2+R4+R6)} \right)^2 \right)
\end{aligned} \tag{36}$$

Finalmente, se calcula la magnitud:

$$Gain_{CM} = \sqrt{(RealGain_{CM})^2 + (ImgGain_{CM})^2} \tag{37}$$

En base a la ecuación (37), se calcula la magnitud de la ganancia en modo común, considerando una variación de +/-10% de la capacitancia de C2, para diferentes frecuencias. Como se aprecia en la figura (3.5), conforme el valor de C2 se acerca al valor del diseño, la atenuación se incrementa fuertemente. Así mismo, se puede apreciar la atenuación a diferentes frecuencias, en particular se puede ver que en frecuencias más altas, la atenuación es mayor que en el caso de las otras frecuencias. Del gráfico se puede intuir la sensibilidad del circuito, a las variaciones de las capacitancias de C1 y C2.

Teniendo presente las necesidades de diseño y el análisis de las ganancias en modo común y diferencial, se busca un op-amp con impedancia de entrada elevada, densidades de corriente y voltaje de ruido muy bajas, y de empaque pequeño. De la tabla 3.2 se puede ver que el LMP7704 cumple este criterio y cuenta con 4 op-amps, se utiliza uno de estos para armar el circuito. Si bien los op amps OPA4228 Y LT1014 presentan una CMRR elevada y comparable con la del LMP7704, presentan valores 400 y 15 veces mayores en densidad de corriente de ruido, siendo una potencial fuente de incremento

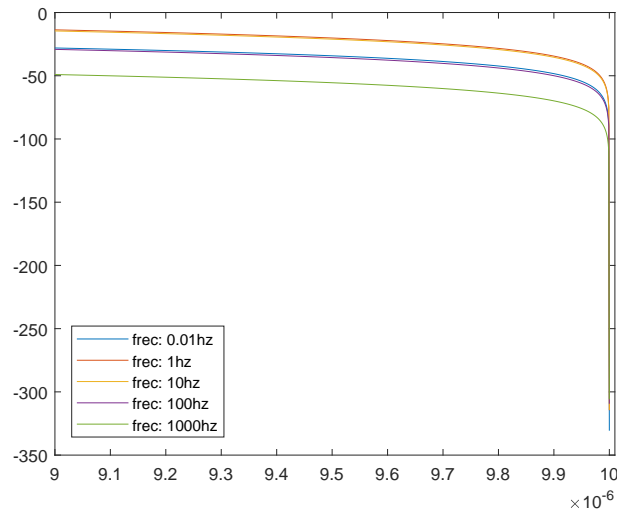


Figura 3.5: Magnitud de ganancia modo común de circuito diferencial.

de ruido en el diseño final. Así mismo, en el diseño se considera utilizar resistencias con empaques 0402 con tolerancia de 0.1% a fin de minimizar lo más posible la ganancia en modo común. Por otro parte se busca que los capacitores, presenten la menor tolerancia encontrable en el mercado a fin de no reducir el efecto atenuador de las señales en modo común.

3.3.1.5 Diseño de filtros analógicos

Como se revisó en la sección de ruidos de la señal EMG, es conveniente la eliminación de frecuencias por debajo de 20Hz con filtros pasa altos, así mismo es necesario un filtro pasa bajos para evitar *aliasing*. Por ello es necesario la implementación de dos filtros, uno pasa altos y uno pasa bajos. Si bien por motivo de calidad de señal, y por una adecuada eliminación de *motion artifacts* es conveniente el uso de filtros de alto orden, ello también implica el uso de un circuito más complejo y potencialmente más costoso.

Dado que el circuito amplificador diferencial, presenta un comportamiento atenuador en las bajas frecuencias y se requiere minimizar la cantidad de componentes, no se considera necesario añadir un filtro pasa alto, así mismo, a fin de evitar añadir un filtro activo para el filtrado pasa bajos, se considera un filtro pasivo pasa bajos de orden 1, dado que el ruido presente en frecuencias altas no es muy crítico.

Dado que nos interesa preservar la amplitud de todas las componentes en frecuencia, se debe de considerar un filtro que preserve de forma uniforme estas componentes y/o tenga un rizado infimo.

Por ello se utilizará un filtro *Butterworth*, estos filtros presentan una respuesta característica según la tabla 3.3 donde el incremento del orden implica una mayor pendiente de atenuación, pero una mayor cantidad de componentes. Teniendo presente que los filtros

Orden	Num op amps	Polinomio
1	1	$s + 1$
2	1	$s^2 + 1.4142s + 1$
3	2	$(s^2 + s + 1)(s + 1)$
4	2	$(s^2 + 0.765367s + 1)(s^2 + 1.847759s + 1)$

Tabla 3.3: Polinomios de butterworth normalizados. []

pasivos conforme incrementan su orden atenúan la señal en la banda de paso, se considera el uso de un filtro pasivos RC (figura 3.6), el cual requiere solo dos componentes y presenta un diseño muy simple.

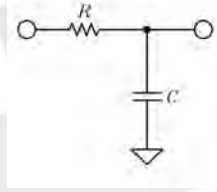


Figura 3.6: Filtro RC pasa bajos pasivo [4].

Donde su frecuencia de corte esta dada por:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (38)$$

Considerando componentes de fácil acceso como $C = 100\text{nf}$ y $R = 1K\Omega$, se obtiene una frecuencia de corte de 1.57KHz. Estos componentes cuentan con empaque 0402 y tolerancia de $\pm 1\%$ en la resistencia y $\pm 10\%$ en el capacitor. Si bien, el ancho de banda se superior al de interes, esto no afecta la performance del sensor.

3.3.1.6 Diseño de circuito de ajuste de nivel

Dado que la gran mayoría de microprocesadores cuenta con conversores análogos a digital para señales no negativas. Se aprovecha la naturaleza del circuito full diferencial, para que las señales debajo de cero, no tengan que ser rectificadas o recortadas. Como se muestra en la figura 3.7, se considera una referencia diferente de cero y se procede al análisis.

Calculando la ganancia del circuito:

$$V_{out} = \left(\frac{R5}{R3} + 1\right)V1'' - \frac{R5}{R3}V1 \quad (39)$$

$$V2'' = \frac{R6}{R4 + R6}V2 + \frac{R4}{R4 + R6}V_{off} \quad (40)$$

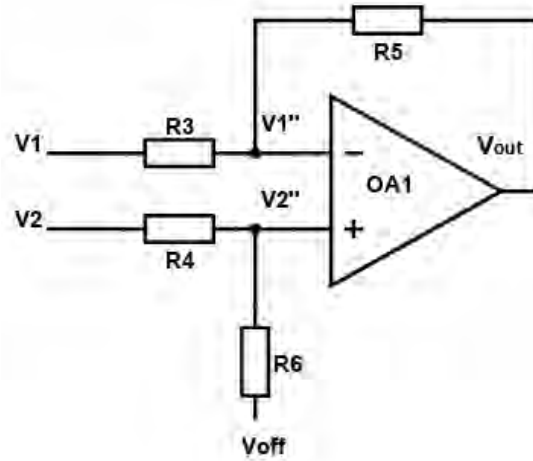


Figura 3.7: Circuito amplificador diferencial

Usando la relación 40, y considerando $V1''=V2''$ V_{out} esta dado por :

$$V_{out} = \left(\frac{R5}{R3} + 1\right)\left(\frac{R6}{R4 + R6}\right)V2 - \frac{R5}{R3}V1 + \left(\frac{R5 + R3}{R3}\right)\left(\frac{R4}{R4 + R6}\right)V_{off} \quad (41)$$

Considerando la relación $R3 = R4$ y $R5 = R6$, se obtiene:

$$V_{out} = \frac{R5}{R3}(V2 - V1) + V_{off} \quad (42)$$

Esta relación es válida, aun con los filtros antes de cada entrada, como en el circuito descrito previamente.

3.3.1.7 Diseño circuito DRL

El circuito DRL por sus siglas en ingles *Driven right leg* es un circuito que tiene como función generar un camino de paso, de poca resistencia, para la corriente en modo común, y en el proceso reducir la presencia del voltaje en modo común en el cuerpo de la persona medida. Asi mismo, este circuito permite una protección al usuario en la presencia de voltajes anormalos alto entre él y tierra[5].

En la figura (3.8), se puede apreciar el modelo simplificado del circuito DRL [5]. Donde Ra es la resistencia de sensado, Rf es la ganancia del circuito, Ro es una resistencia limitadora de corriente y Rrl es la resistencia del contacto eléctrico entre el circuito y la piel. De la figura, se puede calcular la ganancia, según:

$$0 = \frac{V_{cm}}{Ra} + \frac{Vo}{Rf} \quad (43)$$

De donde se obtiene:

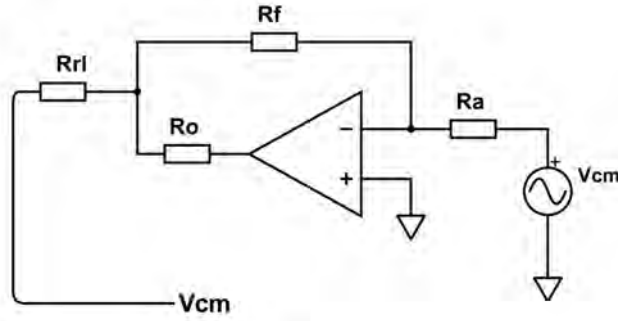


Figura 3.8: Modelo simplificado de circuito DRL, adaptado de [5].

$$V_o = -\frac{R_f}{R_a} V_{cm} \quad (44)$$

Y considerando

$$V_{cm} = R_{rl} i_d + V_o \quad (45)$$

Se obtiene:

$$V_{cm} = \frac{R_{rl} i_d}{1 + R_f/R_a} \quad (46)$$

Por último, R_o , modifica la impedancia de salida del amplificador inversor, según:

$$Z_{out} = \frac{R_i + R_o}{1 + \beta(A_o + \frac{R_i + R_o}{R_a})} \quad (47)$$

Donde, R_i es la impedancia de salida del op amp, β la relación $\frac{R_a}{R_a + R_f}$ y A_o La ganancia del op amp. Considerando la relación $R_o \gg R_i$ y $R_a \gg 1$, la impedancia Z_{out} , puede simplificarse a:

$$Z_{out} = \frac{R_o}{\beta A_o} \quad (48)$$

Lo cual implica un incremento de la impedancia de salida, por un factor de $\frac{R_o}{R_i}$.

De la ecuación (45), se puede apreciar que el voltaje en modo común puede ser regulado manipulando la ganancia del circuito. En base a esto, se plantea el circuito de la figura 3.9. Donde, $V1_n$ y $V2_n$ son los voltajes a la salida de los buffers, del n-ésimo sensor EMG, $O A4n$ es el amplificador en configuración de buffer que extrae la señal en modo común del n-ésimo sensor EMG, R_n es la n-ésima resistencia del circuito promediador, $O A2$ amplificador operacional del circuito promediador, R_a y R_g son la resistencia de entrada y feedback respectivamente, del amplificador inversor $O A1$ y R_o es la resistencia de reguladora de corriente de $O A1$.

A la salida de $OA4n$, se obtiene el voltaje en modo común del n -ésimo sensor EMG, V_{cm_n} , según:

$$V_{cm_n} = \frac{R2n.V1_n + R1n.V2_n}{R1n + R2n} \quad (49)$$

Considerando $R1n = R2n$, se obtiene

$$V_{cm_n} = \frac{V1_n + V2_n}{2} \quad (50)$$

Esas señales son promediadas con el op amp promediador $OA2$:

$$V_{cm_A} = \frac{\frac{V_{cm_1}}{R1} + \frac{V_{cm_2}}{R2} \dots + \frac{V_{cm_8}}{R8}}{\frac{1}{R1} + \frac{1}{R2} + \dots + \frac{1}{R8}} \quad (51)$$

Teniendo presente que $R1 = R2 = \dots R8 = R$ y que son 8 sensores, la ecuación (51) se simplifica.

$$V_{cm_A} = \frac{V_{cm_1} + V_{cm_2} + \dots V_{cm_8}}{8} \quad (52)$$

El voltaje en modo común promedio de todos los sensores V_{cm_A} , es aplicado e invertido por el amplificador inversor $OA1$, dada la ganancia:

$$V_{out} = -\frac{R_g}{R_a}.V_{cm_A} \quad (53)$$

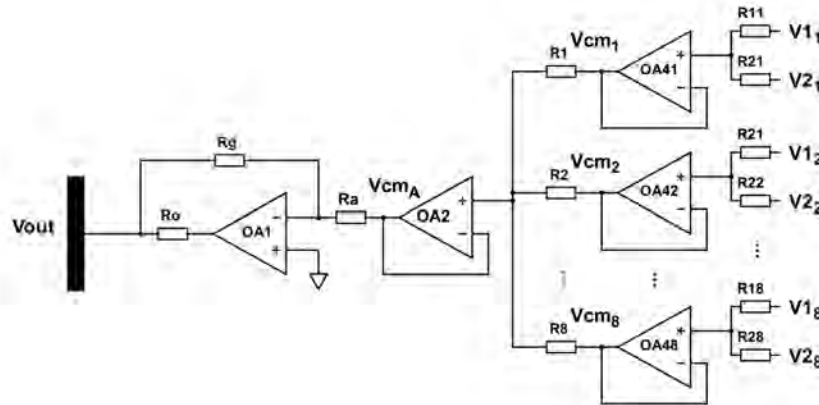


Figura 3.9: Circuito DRL propuesto

3.3.2 Sistema Embebido

3.3.2.1 Diseño de circuito de procesamiento

El diseño del circuito de procesamiento, consiste en la selección de un microcontrolador, y la electrónica asociada para las interconexiones con los sensores sEMG, así como las conexiones dedicadas a la programación y comunicación con otros dispositivos. En base a los trabajos previos en sistemas portátiles para sensores sEMG y la revisión de microprocesadores de una gama similar, se ha desarrollado una tabla comparativa (tabla 3.4). En donde se resumen las principales características de estos dispositivos. Como se vio en la sección 2.4 se toma al sistema MYO u otro sistema similar como referencia para la selección de un microcontrolador, que puede realizar clasificación de gestos en tiempo real. Así mismo, teniendo presente que se requiere un bajo consumo eléctrico, y que el tamaño es un factor crucial, un balance entre poder de procesamiento, consumo eléctrico y empaque, es necesario. Adicionalmente, la selección del microcontrolador está sujeta al uso de periféricos y elementos de comunicación, dado que la prioridad de este trabajo es el diseño de los sensores sEMG, la comunicación se simplificara haciendo uso de una comunicación serial, por medio físico.

Así mismo, para su programación se usará un puerto COM virtual, aliviando el trabajo en búsqueda/implementación de *firmware* por USB.

En base a la lista de requisitos, se considera el uso del STM32L432KC, este microcontrolador tiene una arquitectura ARM Cortex M4, con un reloj de hasta 80MHz y con un benchmark de procesamiento igual a los modelos de referencia, pero presenta un consumo energético menor, de 0.084mA/MHz. Así mismo, cuenta con uno de los empaques más pequeños de la lista. Si bien, el modelo STM32F407, tiene un empaque más pequeño (WLCSP90, 4.223 x 3.969 mm), este tipo de empaque es más complejo de soldar, limitando su uso con los recursos que se tienen. Finalmente, el modelo seleccionado tiene el precio más bajo de la lista. Con el controlador seleccionado, se presenta el diagrama esquemático de la etapa de procesamiento, figura 3.10, donde se incluyen las conexiones de comunicación y alimentación.

Como se aprecia en la figura, se hace uso de 8 entradas analógicas del procesador las cuales están conectadas a los sensores sEMG, por medio del conector Flat1, Así mismo, para la comunicación serial se utiliza el conector Con2, y para la programación del integrado se utiliza el puerto serial, el cual se conecta a la pc por medio de Con3, mientras que Con1, es usada para la alimentación de todo el sistema. Finalmente, se hace uso de condensadores a cada entrada de alimentación para reducir la presencia del ruido y se añade una resistencia de 10K Ω para seleccionar la versión más básica de inicio ("BOOT0").

*Precio mas alto por unidad, extraídos de mouser. url:<https://www.mouser.com>

†Calculado en base a curva de tendencia de precios.

Modelo	Arquitectura	Flash/ SRAM/ EEPROM (KB)	Reloj (MHz)	Periféricos	DMIPS /(MHz)	Consumo (mA/MHz)	Empaque	Precio (USD)*
STM32L-151V8	32-bits Cortex M3	128 16 4	48	24x12 bits ADC 1x USB 3x USARTs 2x SPI 2x I2Cs	1.25	0.214	LQFP100 (14 x 14 mm) TFBGA64 (5 x 5 mm) UFQFPN48 (7 x 7 mm)	6.59
MSP430F149	16-Bit RISC	60 256 -	8	8x12 bits ADC - 2x USARTs 2x SPI -	-	0.280	LQFP64 (12 x 12 mm) TQFP64 (12 x 12 mm) VQFN64 (9 x 9 mm)	11.21
STM32F407	32-bits Cortex M4	1000 192 4	168	24x12 bits ADC 1x USB 4x USARTs 3x SPI 3x I2Cs	1.25	0.363	UFBGA176 (10 x 10 mm) WLCSP90 (4.223 x 3.969 mm)	16.58
MK21FN-1M0VMC12	32-bits Cortex M4	1000 128 -	120	28x12 bits ADC 2x USB 6x USARTs 3x SPI 3x I2Cs	1.25	0.279	121 MAPBGA (8 x 8 mm)	12.58 †
STM32L-432KC	32-bits Cortex M4	256 64	80	10x12 bits ADC 1x USB 3x USARTs 2x SPI 2x I2Cs	1.25	0.084	UFQFPN32 (5 x 5 mm)	5.55
STM32H-743xl	32-bits Cortex M7	2000 1000	400	20x12 bits ADC 2x USB 4x USARTs 6x SPI 4x I2Cs 1x Ethernet Mac	2.14	1.875	LQFP208 (28 x 28 mm) TFBGA240 (14 x 14 mm) UFBGA169 (7 x 7 mm)	25.47
MSP432-E401Y	32-bits Cortex M4F	1000 256	120	20x12 bits ADC 1x USB 8x USARTs 4x QSSI 10x I2Cs 1x Ethernet Mac	1.25	1.205	TQFP (128) (14 x 14 mm)	16.69

Tabla 3.4: Lista de microcontroladores. Con especificaciones extraídas de hojas técnicas.

3.3.2.2 Diseño de circuito de alimentación

El circuito de alimentación, tiene como función brindar los niveles de voltaje adecuados a la etapa de procesamiento, y a los sensores sEMG. En la tabla 3.5, se resumen las

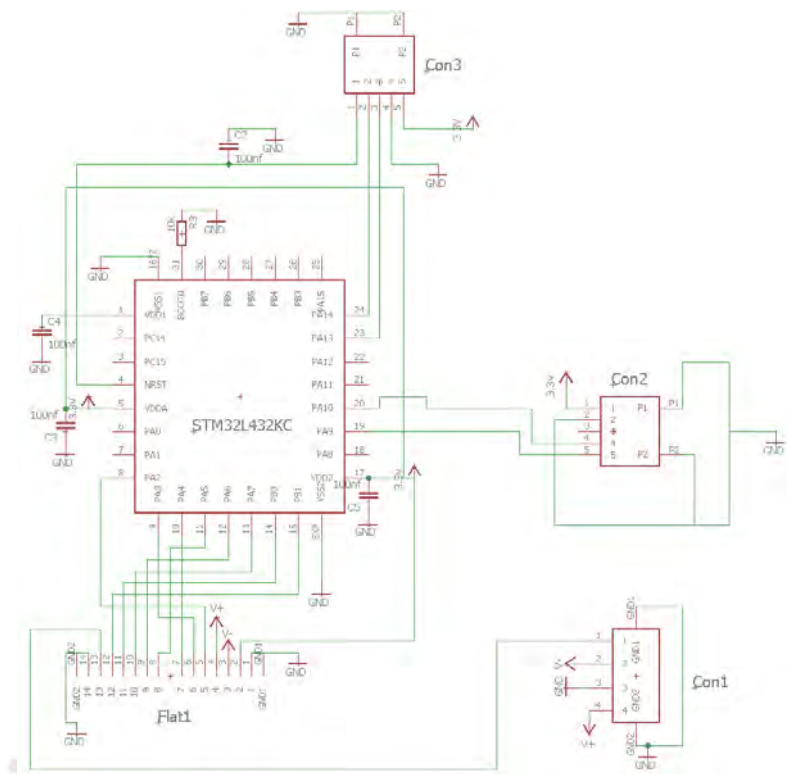


Figura 3.10: Diagrama esquemático del microcontrolador seleccionado y las interconexiones de los periféricos.

necesidades de los diferentes circuitos presentes en el sistema embebido.

Los requisitos de la etapa de procesamiento, van a depender de las especificaciones del controlador, donde este requiere 3.3V y un amperaje de 0.084mA. En el caso de los sensores sEMG, la demanda de voltaje es más flexible, el op-amp lmp7704, tiene un rango de trabajo entre 1.35V hasta 6V, dado que el diseño contempla el uso del ADC, del stm32L432KC el cual tendrá un rango entre 3.3V y GND. La señal que entregue los sensores sEMG, tendrá que encontrarse en ese rango. Por ello, que los op-amps que se utilicen serán alimentados con 3.3V en el riel positivo y $-1.65V$ en el riel negativo. Así mismo, para mantener el rango requerido por el DAC, se utilizará un voltaje de off-set de $+1.65V$. Considerando que el rango dinámico de la señal amplificada se encuentra entre $-1.65V$ y $+1.65V$, el sumarle un voltaje de off-set de $1.65V$, mantendrá la señal entre 3.3V y 0V, cumpliendo el rango de trabajo del ADC.

En base a esto, se considera el diseño de dos fuentes de alimentación: una fuente de 3.3V y una fuente de $\pm 1.65V$. El criterio de selección de las fuentes, va estar sujeto a las necesidades de los circuitos a alimentar, el volumen del empaque y los componentes asociados y la eficiencia.

La fuente de 3.3V debe de poder alimentar el microcontrolador principal así como el riel de alimentación positivo del 7704. Asumiendo que el amperaje consumido por

Circuito	Voltaje (V)	Amperaje (mA)	Función
Procesamiento	3.3	0.084	Alimentación del microcontrolador
	3.3 y -1.65	23.2	Alimentación del op amp
Sensores sEMG	1.65	-	Voltaje de off-set

Tabla 3.5: Lista de requisitos energeticos del sistema embebido.

el riel positivo del lmp7704 es aproximadamente la mitad (11.6 mA) y considerando el consumo del microcontrolador (0.084mA), la corriente mínima a suministrar por esta fuente debe de ser de 11.684mA.

En base a la lista de fuentes de 3.3V, presentada en la tabla 3.6, se elige el modelo TPS62237. Esto dado que cumple con los requisitos de alimentación (500 > 11.684), alta eficiencia (94%) y por presentar el empaque mas pequeño de la lista. Asi mismo, esta fuente presenta una configuración sencilla y facil de implementar requiriendo solo 3 elementos, entre ellos una bobina de baja inductancia. Con ello minimizando el tamaño total de la fuente, con una área aproximada de $12mm^2$ [61].

Modelo	Tipo de fuente	Número de componentes externos	Corriente pico (mA)	eficiencia (%)	Empaque (mm x mm)	Precio (USD)*
TPS62237	Buck	3	500	94	USON (1.45 x 1.00)	1.51
LD1117D33	lineal	3	800	-	SO-8 (6 x 4.9)	0.49
MAX763ACSA	buck	7	500	85-90	SO-8 (6 x 4.9)	6.3
LD2980CM33TR	lineal	2	50	-	SOT23-5L (2.95 x 1.6)	0.57
AP2127K-3.3	lineal	2	300	-	SOT-23-5 (2.9 x 1.9)	0.48

Tabla 3.6: Lista de fuentes de 3.3V.

En base, al esquemático presentado en la hoja técnica TPS62237, se realiza la selección de componentes. Este diagrama, figura 3.11, depende de 2 capacitores y una bobina, en el caso de los capacitores estos valores son fijos ($C_{IN} = 2.2\mu F$ y $C_{out} = 4.7\mu F$), mientras que la selección de la bobina, esta en función del rizado del

*Precios referenciales, extraidos de digikey. url:<https://www.digikey.com>

voltaje de salida, la eficiencia, la corriente pico, entre otros [61].

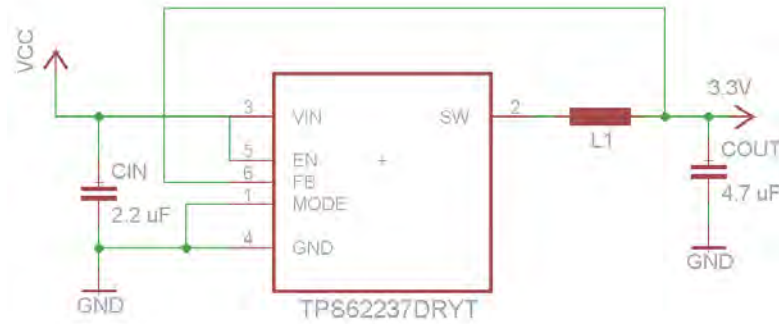


Figura 3.11: Diagrama esquemático de la fuente de 3.3V.

$$\Delta I_L = V_{out} \times \frac{1 - \frac{V_{out}}{V_{in}}}{L \times f} \quad (54)$$

$$I_{Lmax} = I_{outmax} + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (55)$$

Teniendo presente que la corriente de saturación del inductor debe de ser mayor que la corriente máxima que la fuente entregara. Se considera el uso de una bobina de 2.2 uH, así como una fuente de entrada con una batería de una celda cargada a 4.2V, y se calcula según la ecuación (??).

$$\Delta I_L = 3.3 \times \frac{1 - \frac{3.3}{4.2}}{2.2 \times 10^{-6} \times 2 \times 10^6} \quad (56)$$

Y con ello calculamos la corriente máxima a la cual estará sometida el inductor.

$$\Delta I_L = 160.71\text{mA}$$

$$I_{Lmax} = 80.44\text{mA}$$

En base a este valor se selecciona el inductor LQM2HPN2R2MJHL, el cual tiene una corriente nominal de 1.6A, así como una resistencia DC máxima de 138Ω.

Con la finalidad de diseñar la fuente doble de ±1.65, se realizó la selección de múltiples fuentes dobles, tal como se presenta en la tabla 3.7. En base a esta lista, se seleccionó el regulador LM27762, dado que es uno de reguladores de voltajes que puede entregar el voltaje y carga eléctrica deseada. Así mismo, presenta un empaque compacto y la menor cantidad de componentes adicionales evitando el uso de bobinas, las cuales pueden incrementar considerablemente el tamaño del diseño.

Modelo	Tipo de fuente	Número de componentes externos	Corriente pico (mA)	Rango de salida (V)	eficiencia (%)	Empaque (mm x mm)	Precio (USD)*
LM27762	ajustable bomba de carga	10 R+C	±250	±1.5-5	¡50	WSON(12) (2 x 3)	2.43
TPS65130	ajustable Buck-boost	19 L+R+C	800	±2.7-5.5	pos 89 neg81	VQFN (24) (4 x 4)	2.94
TPS65131-Q1	ajustable Buck-boost	19 L+R+C	±200	±2.7-5.5	pos 91 neg85	VQFN (24) (4 x 4)	3.36
LT1945	ajustable Buck-boost	15 L+R+C	400	±1.2-15	pos 91 neg85	MSOP (10) (4.88 x 3)	4.36

Tabla 3.7: Lista de reguladores de voltaje de doble riel.

En base a las especificaciones de la hoja técnica [62] del regulador seccionado, se realiza el cálculo de los componentes según, las siguientes ecuaciones:

Valor positivo:

$$V_{+out} = 1.2 \times \frac{(R_1 + R_2)}{R_2} \quad (57)$$

Valor negativo:

$$V_{-out} = -1.22 \times \frac{(R_3 + R_4)}{R_4} \quad (58)$$

y considerando que R_2 y R_4 deben de ser mayores a 50Ω .

Se seleccionan las resistencias:

$$R_1 = 75K\Omega$$

$$R_2 = 200K\Omega$$

$$R_3 = 36K\Omega$$

$$R_4 = 102K\Omega$$

Usando estos valores se espera tener :

$$V_{+out} = 1.65V$$

$$V_{-out} = -1.65058V$$

Los condensadores son seleccionados según las recomendaciones de la hoja técnica:

$$C_{outN} = 2.2\mu\text{F}$$

$$C_{outP} = 2.2\mu\text{F}$$

$$C_{CP} = 4.7\mu\text{F}$$

$$C_1 = 100\text{nF}$$

Con la excepción de C_1 , para el cual se considero el valor de 100nF. Dado que se esta consumiendo poca carga relativa a lo máximo que se va a entregar (11.6 mA / 250mA) y de usarse un capacitor muy grande se podria incrementar el rizado del voltaje de salida. Usando estos componentes se presenta el diseño de la fuente de $\pm 1.65\text{V}$ en la figura 3.12.

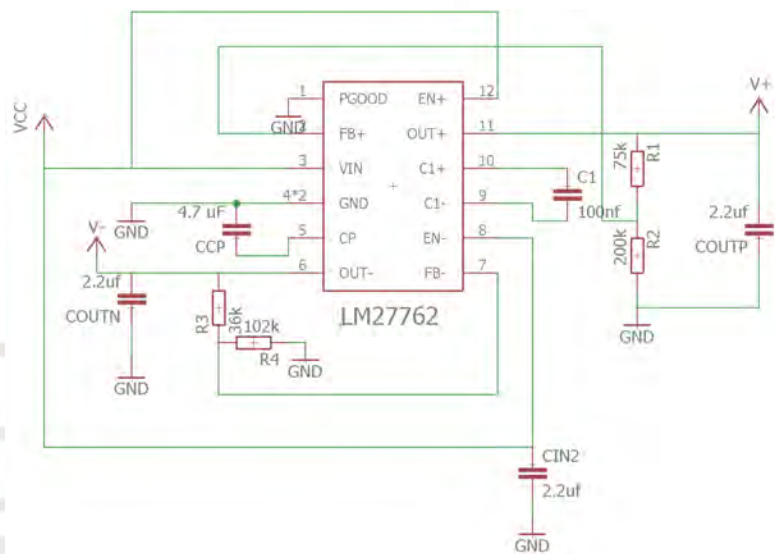


Figura 3.12: Diagrama esquemático de la fuente de $\pm 1.65\text{V}$.

En la figura 3.13, se presenta el diagrama general del sistema embebido. En este se integran las dos fuentes, y el microprocesador. Asi mismo, se presentan todos los elementos de conexión para la comunicación, programación y alimentación. Todo el sistema sera energizado por medio de una batería de una celda, conectada por "Con4", sin embargo, el sistema tambien puede ser energizado por "Con2", con un voltaje no mayor a 6 voltios. Esto para simplificar conexiones durante el periodo de pruebas.

Si bien el sistema puede ser energizado tanto por una batería o una fuente externa. El sistema se ha diseño para trabajar con una batería, esto con dos propósitos: 1) cumplir con los requisitos de portabilidad del dispositivo, y 2) Brindar seguridad eléctrica, evitando un camino entre la red de alimentación y el usuario. Considerando el consumo de todo el dispositivo, que es aproximadamente 23.3mA. Se considera usar una batería de una celda 25C y 200mAh. Con ello teoricamente se espera tener 8.58 horas de uso del dispositivo.

*Precios referenciales, extraídos de digikey. url:<https://www.digikey.com>

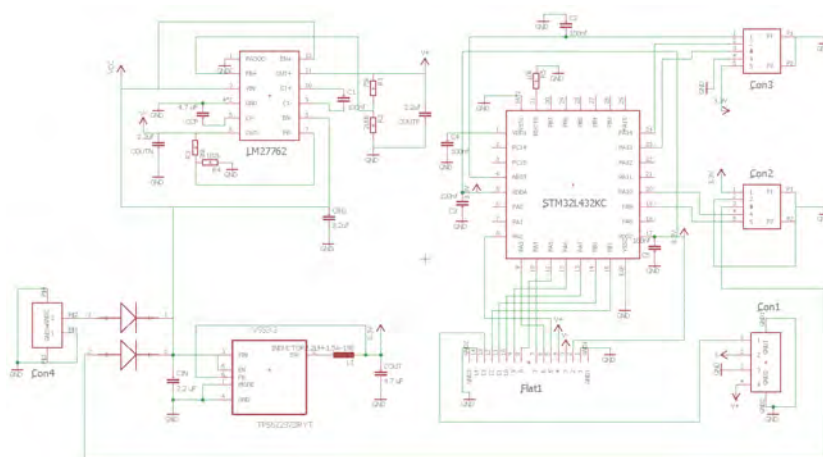


Figura 3.13: Diagrama esquemático del sistema embebido.



Figura 3.14: Batería seleccionada para el sistema embebido

3.4 Simulaciones de los circuitos

Dado que el enfoque principal de este trabajo está en los sensores sEMG, las simulaciones serán sobre los mismos en base a sus respuestas en tiempo y frecuencia. En la figura 3.15 se muestra el diagrama esquemático de un sensor sEMG con el circuito DRL, donde se simulan los circuitos previamente diseñados. En este diagrama, se considera el modelo simplificado de la piel, tal como es presentado en la tabla 2.1, y se considera un voltaje DC, que representa el potencial de media celda, con valores iguales de 550mV DC. Así mismo, para el *front-end* de cada *buffer* se coloca un capacitor de 10pf que representa la capacitancia parasita entre el metal conductor y la guardia (*shielding*). Adicionalmente, la señal EMG se representa por medio de una fuente variable V_{EMG} , la cual permite calcular la respuesta en frecuencia del sensor. Así mismo, el circuito cuenta con un *switch* a fin de poder realizar simulaciones del sistema en modo común y modo diferencial. Finalmente se considera una fuente de voltaje de 1Vp-p con una frecuencia de 60hz, acoplada a la fuente V_{EMG} basado en el trabajo de [63].

La primera simulación, es la respuesta en tiempo, para ello el circuito (figura 3.15) se

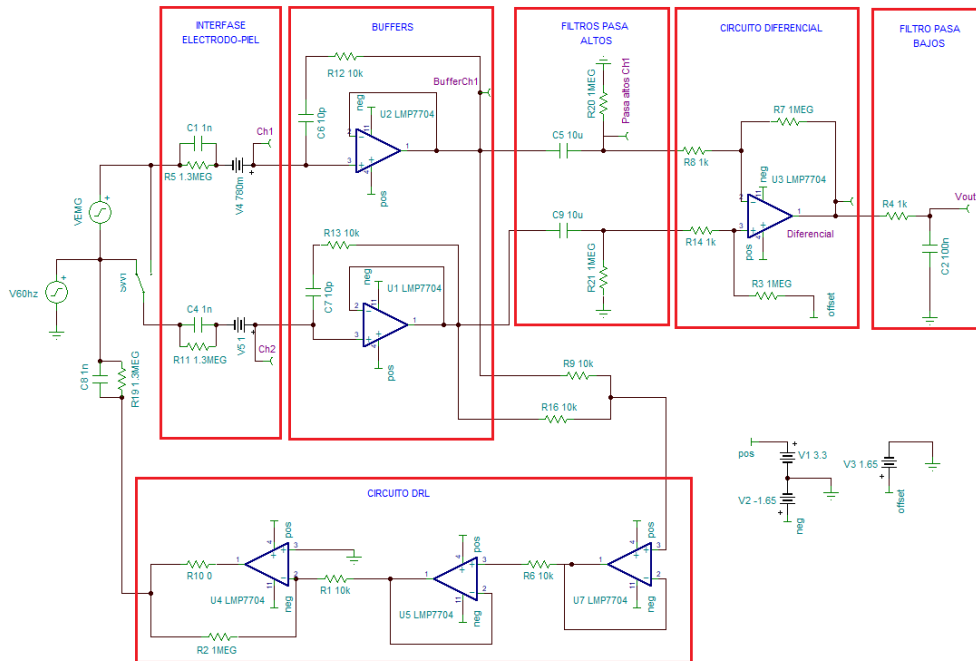


Figura 3.15: Diagrama esquemático para simulación de sensores sEMG

configura en modo diferencial, conectando SW1 al canal izquierdo. Así mismo, la señal de entrada V_{EMG} tiene un valor de 1mV p-p y una frecuencia de 250Hz, adicionalmente se está considerando que los voltajes DC presenten condiciones adversas, por ello se coloca 780mV a V_4 y 1000mV a V_5 , si bien los valores y su diferencia es elevada, se considera este caso, dado que el voltaje DC, que se produce en la piel, puede ser muy variable y es crítico dado que puede saturar la señal, perdiendo toda información.

En la figura 3.16, se simula la respuesta en tiempo, de las diferentes etapas del circuito presentado en 3.15. Como se puede apreciar en el mismo, a pesar de tener la presencia de ruido en modo común de 1Vp-p y ruido de media célula, ninguna de las etapas presenta una distorsión o saturación, de tal forma que la señal de salida V_{out} , presenta una amplificación aproximada de 1000 y un offset de 1.65V, tal como se esperaba.

Por otra parte en la figura 4.4, se presenta la respuesta en frecuencia en modo común. Para esta simulación se conectó SW1 al canal derecho, cortocircuitando ambas entradas. Así mismo, se removió la fuente de 60Hz, para poder usar la función de barrido en frecuencia, dadas las restricciones del software. En el gráfico se aprecia la alta atenuación del voltaje en modo común con un valor de 77dB en 60Hz.

En la figura 3.18, se presenta la respuesta en modo diferencial, para la generación de este gráfico se configuró el SW1, igual a la simulación en tiempo. Como se aprecia en la misma, se tiene una ganancia aproximada de 60dB y un ancho de banda de 1354Hz, con frecuencias de corte en 16Hz y 1.37kHz.

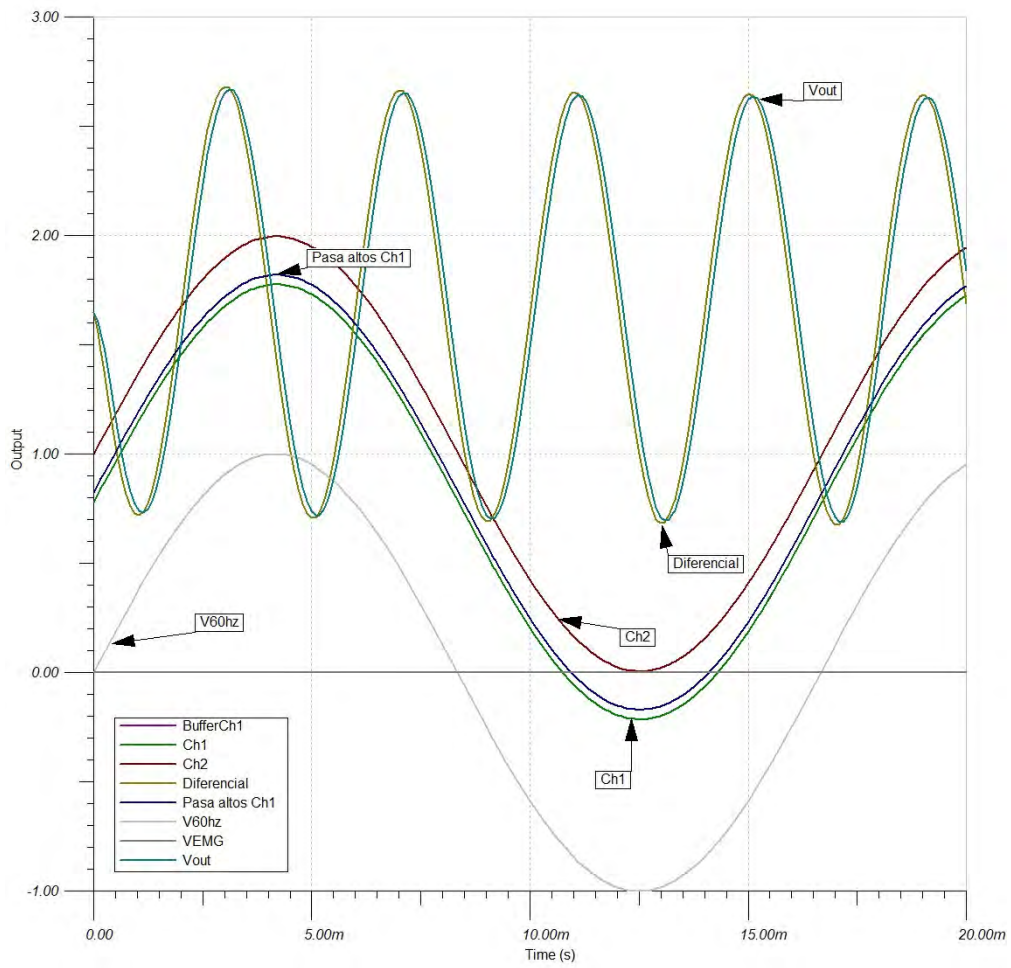


Figura 3.16: Respuesta del circuito

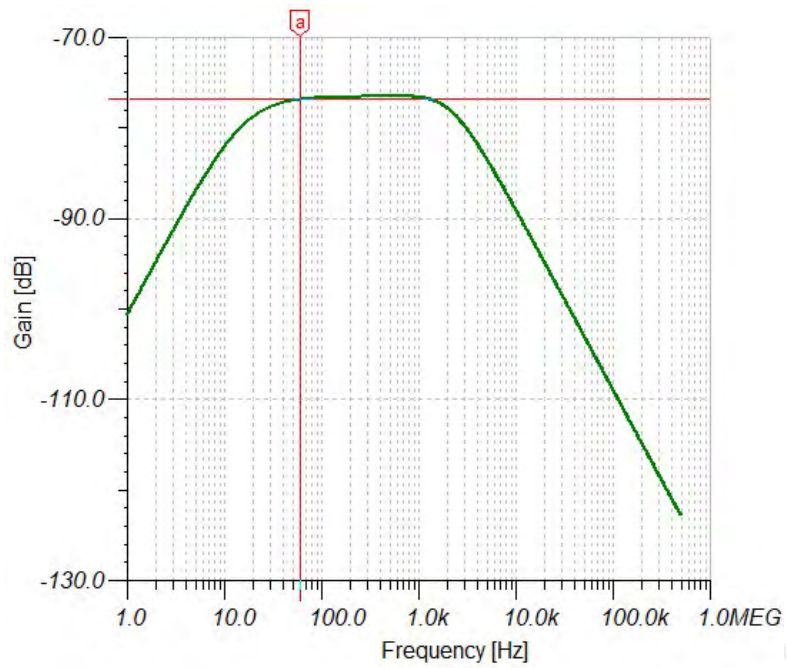


Figura 3.17: Respuesta en frecuencia en modo Común del sensor sEMG

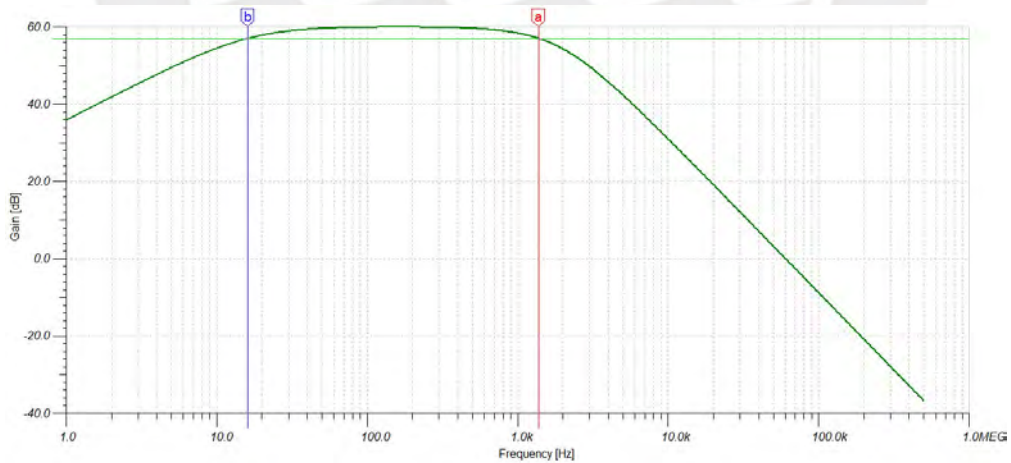


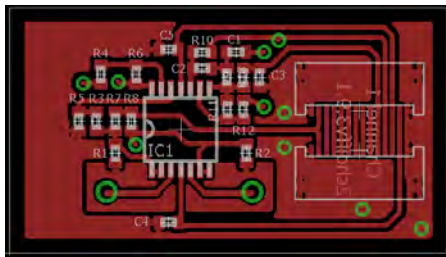
Figura 3.18: Respuesta en frecuencia en modo diferencia del sensor sEMG

4 Implementación y evaluación del prototipo

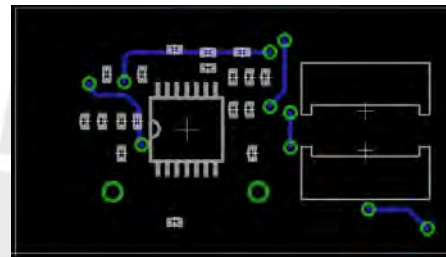
4.1 Implementación

4.1.1 Implementación de sensores SEMG

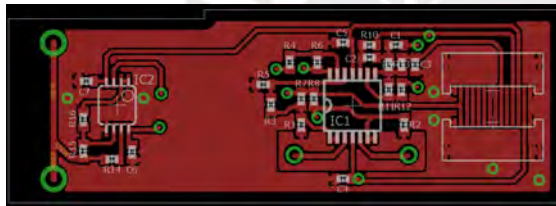
El circuito ha sido implementado minimizando el tamaño de la tarjeta final y simplificando la implementación de las conexiones. Por ello se hizo uso de conectores flat (5034801400), con los cuales se interconectan los sensores sEMG al el sistema embebido, formando un bus el cual distribuyen las señales EMG, la alimentación (3.3V y $-1.65V$) y el voltaje de *off-set*, figura 4.1.



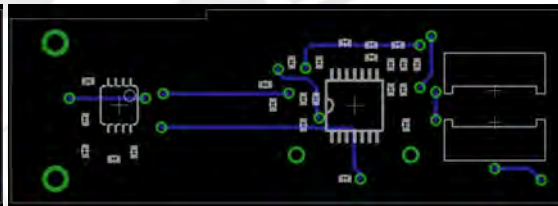
(a) Capa superior del sensor EMG



(b) Capa inferior del sensor EMG



(c) Capa superior del sensor EMG y DRL



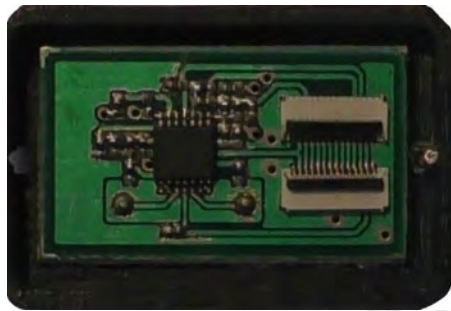
(d) Capa inferior del sensor EMG y DRL

Figura 4.1: Diagramas de pistas de los sensores EMG

Todas las tarjetas de los sensores sEMG son placas de doble capa con metalizado con una dimensión de 3×1.7 , con la excepción de una tarjeta la cual integra el circuito DRL 4.2×1.7 , figura 4.1c. Los tarjetas están interconectadas con unos pines de plata, los cuales permiten el sensado de las señales sEMG. Estos son pines con forma de "C", los cuales permiten soldarse por un extremo con los *buffers* del op-amp, mientras que el otro extremo permite una mejor sujeción mecánica. Los sensores se encuentran cubiertos por unas cajas fabricadas por impresión 3D, las cuales se utilizan para proteger e integrar los sensores a una estructura tipo brazaletes.

4.1.2 Implementación del sistema embebido

El sistema embebido, se implementó en una tarjeta doble capa con metalizado, en una placa de 3×1.7 . La tarjeta cuenta con 4 conectores, para la alimentación y comunicación del sistema. La tarjeta contemplo esta geometría a fin de cumplir con los requerimientos de volumen y el espacio limitado por el *cases* de los sensores sEMG.

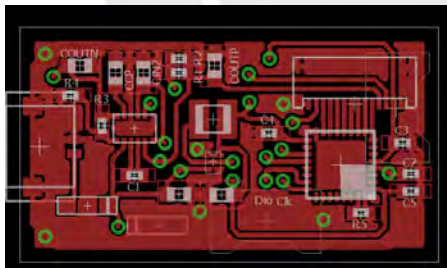


(a) Vista superior del sensor EMG

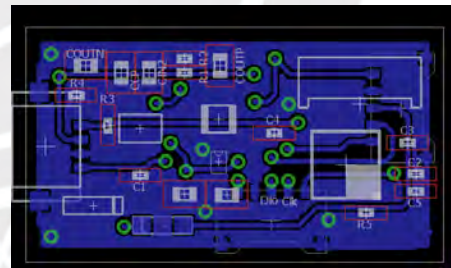


(b) Vista inferior del sensor EMG

Figura 4.2: Implementación de sensor EMG



(a) Capa superior del sist. embebido



(b) Capa inferior del sist. embebido

Figura 4.3: Diagramas de pistas del sistema embebido

4.1.3 Integración en Brazaletes

EL sistema esta integrado en un brazaletes de silicona fabricado a medida. El cual esta diseñado para ser colocado en el antebrazo de forma próxima al codo ($\frac{1}{3}$) permitiendo captar la señal de los músculos en donde hay mayor volumen. El brazaletes cuenta con 8 espacios para los 8 sensores, considerando un espacio de mayor dimension para la tarjeta sEMG y el circuito DRL, la cual a su vez integra una batería de lipo de 140mA. Finalmente se tiene un switch para cortar el flujo de corriente de la batería hacia las tarjetas electrónicas.

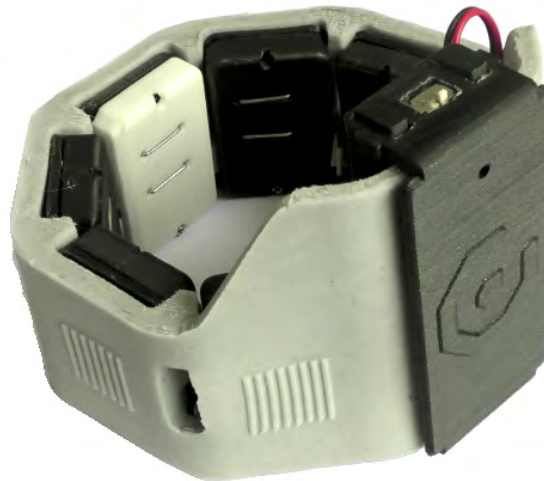


Figura 4.4: Brazaletes con sensores EMG ensamblado

4.2 Evaluación del prototipo

La evaluación del prototipo de brazaletes se dividió en 2 secciones: la evaluación de la calidad de la señal sEMG y la estimación de gestos de mano usando un algoritmo de machine learning.

4.2.1 Evaluación de las señales sEMG

La calidad de la señales adquiridas es evaluada por medio de una toma de datos, con un voluntario con amputación transradial de la mano derecha (metodología aprobada en dictamen N 065-2017/CEI-PUCP). La disposición de los elementos se muestran en la figura 4.5, en la misma se puede apreciar que se utilizó el brazaletes con los 8 sensores y el sistema embebido, el cual se comunicaba con la PC, por medio de un modulo de conversión de USB To TTL (FT232RL) y se utilizó MATLAB para la adquisición y visualización de los datos.

En la figura 4.6 se aprecia la señal de los 8 canales EMG adquiridos durante cuatro gestos de mano aleatorios, con breves periodos de reposo entre gestos. Estos datos



Figura 4.5: Lectura de señales electromiográficas

son filtrados con un filtro pasa altos con frecuencia de corte a 5hz, para remover la componente DC. En el periodo de reposo las señales EMG se encuentran en el rango de $\pm 0.015V$, con un valor de media cuadrática promedio de 5mV. Así mismo, las señales se encuentran en el rango de $\pm 1.65V$ sin mostrar saturación.

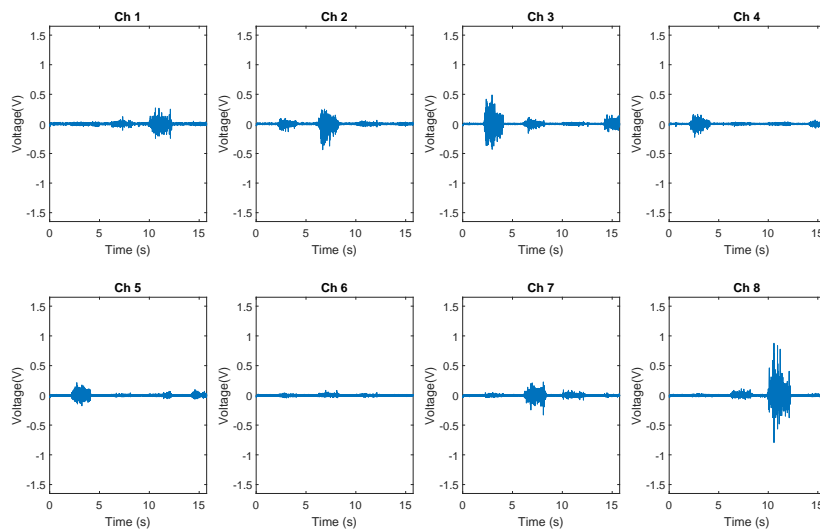


Figura 4.6: Lectura de 8 canales del dispositivo desarrollado

En la figura 4.7, se muestra la densidad espectral de energía, del canal 8. El contenido

en frecuencia de esta señal se encuentra principalmente en el rango de 0 a 500Hz. Donde la señal de 60Hz se mantiene dentro del rango de energía de la señal EMG.

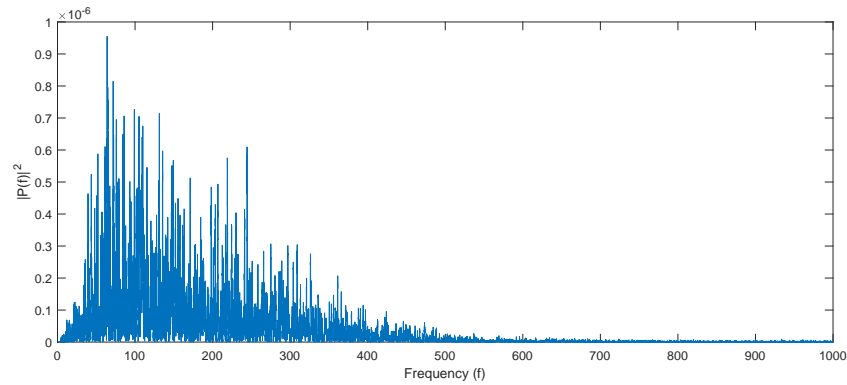


Figura 4.7: Densidad Espectral de Energía

4.2.2 Calibración y detección de error

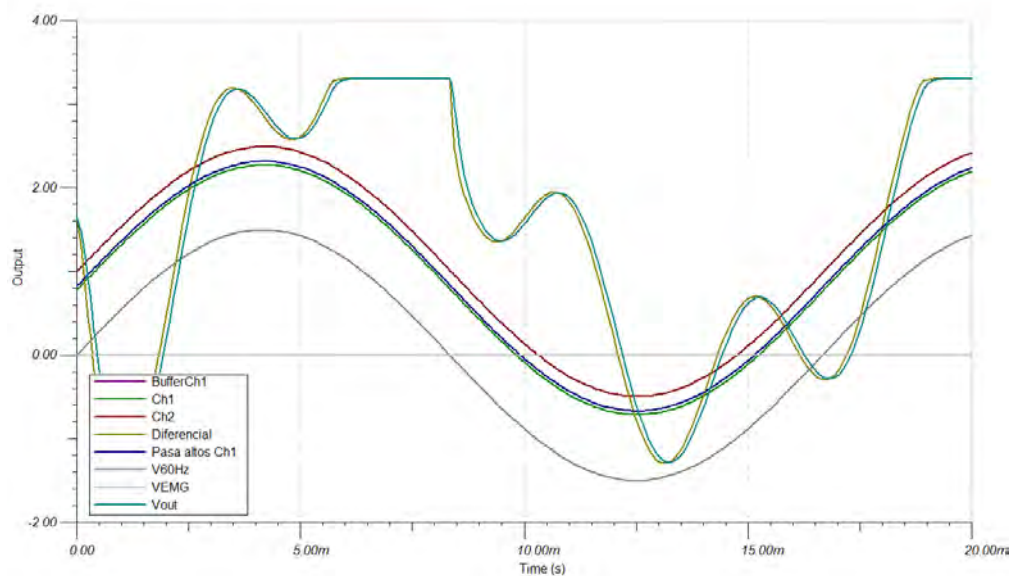


Figura 4.8: Ejemplo de señal EMG con ruido por mal contacto entre piel y los sensores.

En condiciones ideales el sistema tiene un comportamiento donde las señales EMG de los 8 canales se encuentran dentro del ancho de banda de 16Hz y 1.37KHz con una amplitud de señal en el rango de 0V a 3.3V y una señal de ruido base alrededor de los $\pm 0.015V$. Para que un canal EMG mantenga estas propiedades, el contacto entre el sensor y la piel es pobre o no es estable, la impedancia de entrada incrementa y el

desbalance entrecanales genera una distorsión en la señal que puede saturar la misma, como se muestra en la figura 4.8. Para asegurar que este error no se presente, se debe verificar que el brazalete este colocado correctamente y todos los elementos conductores de los canales de sensores y del circuito DLR hagan contacto con la piel, con una ligera presión sobre la misma.

Si bien el sistema a sido evalaudo considerando una señal en modo común sobre el cuerpo de 1Vp-p, este valor podria incrementarse al estar en un ambiente con una conexión a tierra pobre o al estar cerca de equipos o maquinaria de alto consumo energético, este exceso se manifestaria en una señal EMG con presencia de distorsión y saturación como se aprecia en 4.9.

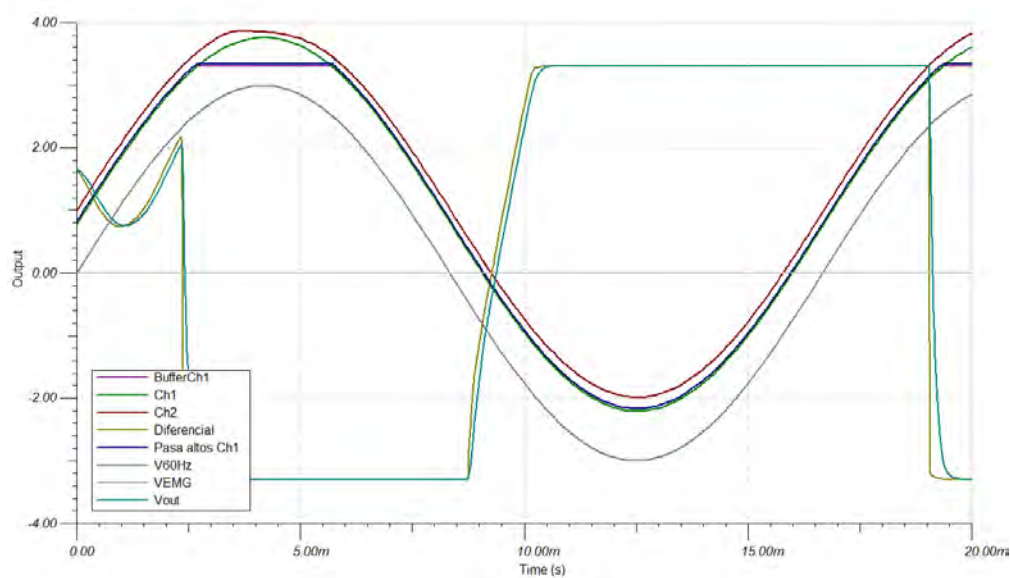


Figura 4.9: Ejemplo de señal EMG con distorsión y saturación de señal por exceso de presencia de corrientes de acople en persona.

4.2.3 Evaluación de estimación de gestos de mano

A fin de evaluar la capacidad del sistema para la estimación de gestos, se implementó un algoritmo de Support Vector Machine(SVM) multiclase, el cual resuelve multiples subproblemas binarios SVM, con una estrategia de uno contra uno.

El problema binario de SVM, es formulado como un programa cuadrático convexo, siguiendo la ecuación 59,

$$\frac{1}{2}\|w\|^2 + C \sum_{i=1}^l \xi_i \quad (59)$$

$$s.t. y_i((w \cdot x_i) + b) \geq 1 - \xi_i, i = 1, \dots, l \quad (60)$$

$$\xi_i \geq 0, i = 1, \dots, l \quad (61)$$

Donde $\xi_i = \xi_1, \dots, \xi_l$, y $C > 0$ es un parámetro de penalización [64]. La estrategia uno contra uno, consiste en resolver la formulación binaria de SVM para cada par de clases, donde la clasificación de un patron desconocido se realiza de acuerdo a votación, donde la solución de cada SVM, da un voto por clase[65].

Se utilizó la base de datos de putEMG[66], para para una primera evaluación de la implementación del algoritmo. 40 muestras fueron utilizadas del dataset de gestos de mano "Repeats long", y solo 5 de los 9 gestos de cada dataset fueron usados para la evaluación. Estos gestos fueron: reposo, puño, flexion, extensión, y pinza entre pulgar y anular. Cada muestra de data fue decimada por un factor de 4, luego pre-procesada usando un filtro pasabanda con frecuencias de corte entre los 70Hz y los 500Hz, seguido de un filtro notch multiple, con frecuencias en 50Hz y 100Hz, para remover el exceso de ruido por la linea de poder. Finalmente, la data es rectificadada y filtrada con un filtro pasa bajos con frecuencia de corte en 1.25Hz. Los Support Vectors (SV) son obtenido por medio de la función *fitcsvm* en el entorno Matlab® R2018a, esta función fue configurada para usar un kernel lineal. Las pruebas de predicción usaron el 75% de cada muestra de datos para generar los support vectors y el 25% restante se utilizó para la predicción, los resultados se aprecian en la figura. 4.10.

Clase Verdadera	Extensión	85.9%	0.0%	1.9%	0.0%	12.2%
	Flexión	0.1%	81.9%	1.3%	0.6%	16.1%
	Pinza pulgar-meñique	0.0%	0.1%	77.7%	0.4%	21.7%
	Puño	0.0%	0.5%	1.5%	83.9%	14.0%
	Reposo	1.9%	1.6%	15.7%	1.4%	79.5%
		Extensión	Flexión	Pinza pulgar-meñique	Puño	Reposo
		Clase Estimada				

Figura 4.10: Matriz de confusión del algoritmo propuesto de estimación de gestos de manos

Se evaluó el sistema para la recolección de datos y reconocimiento de gestos en la PC, para ello se trabajó con un voluntario con discapacidad. Un hombre de 24 años con

amputación transradial $\frac{2}{3}$ en el brazo derecho. El mismo utilizó el arreglo de sensores en su brazo y se posicionó frente a una PC, como se muestra en la figura 4.5, para la recolección de datos. Se realizaron cuatro tomas de datos, donde cada toma consistía en una serie de cuatro gestos donde cada uno tenía una duración de 2 segundos y entre los mismos se pasaba a reposo, por el mismo periodo de tiempo. Los gestos solicitados fueron los mismos que la simulación. Dado que el voluntario no tiene un feedback háptico o visual de su movimiento de mano, se le instruyó que realice las contracciones musculares de su antebrazo pensando en los gestos mismos. Así mismo, durante el proceso de recolección de datos, se complementó la asistencia al voluntario con feedback auditivo de parte del investigador, para que pueda tener una mejor sincronización entre los gestos referenciales. Los datos fueron pre-procesados y los SV fueron encontrados siguiendo la experiencia con la base de datos. Los datos de exactitud se pueden apreciar en la figura 4.11. Se obtiene un valor promedio de exactitud de 94.80% para todos los gestos entre las 4 tomas de datos.

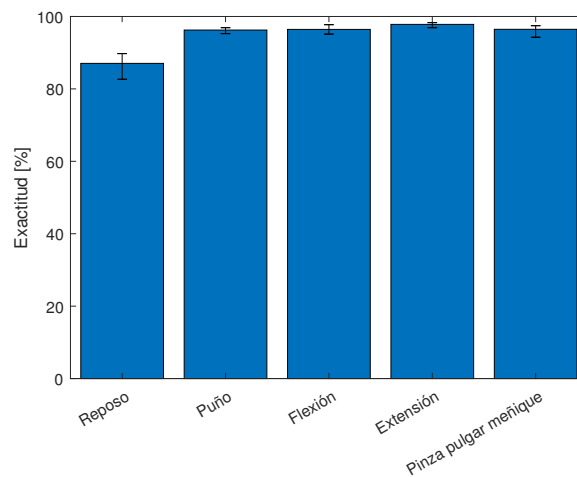


Figura 4.11: Gráfico de barras de exactitud para los 5 gestos estimados

Se evalúa el sistema embebido para la estimación de gestos de mano en tiempo real. Para ello se implementa el algoritmo de predicción en el sistema embebido, el cual usa los SV previamente calculados en la PC. Con estos, el sistema envía los gestos reconocidos de forma serial hacia la pc u otro sistema. Para simplificar la prueba, se trabajan solo con 4 gestos: reposo, puño, flexión y extensión. Usando la configuración anterior, se hace la lectura de las señales EMG del voluntario y la generación de SV, para ser descargados en la memoria del sistema embebido. Finalmente, el voluntario de la prueba anterior y se sitúa frente a un brazo robótico, donde este es conectado al sistema embebido por el puerto serial para enviar los comandos. En la figura 4.13 se pueden ver los gestos generados en el brazo robótico, por los comandos enviados por el sistema embebido. El brazo está configurado para realizar 4 gestos: reposo, puño, pinza y aducción, donde los dos últimos están asociados a los gestos de flexión y extensión respectivamente.

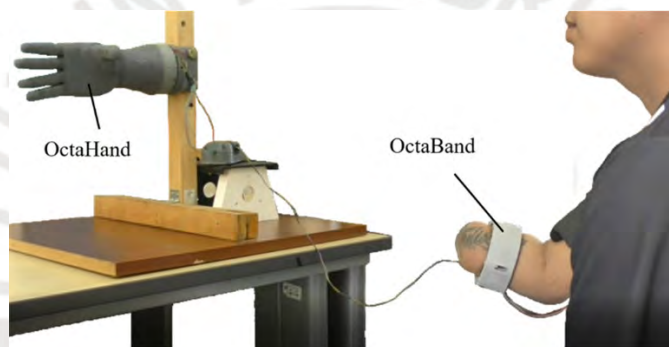


Figura 4.12: Configuración de voluntario con brazaletes para evaluación de sistema embebido.

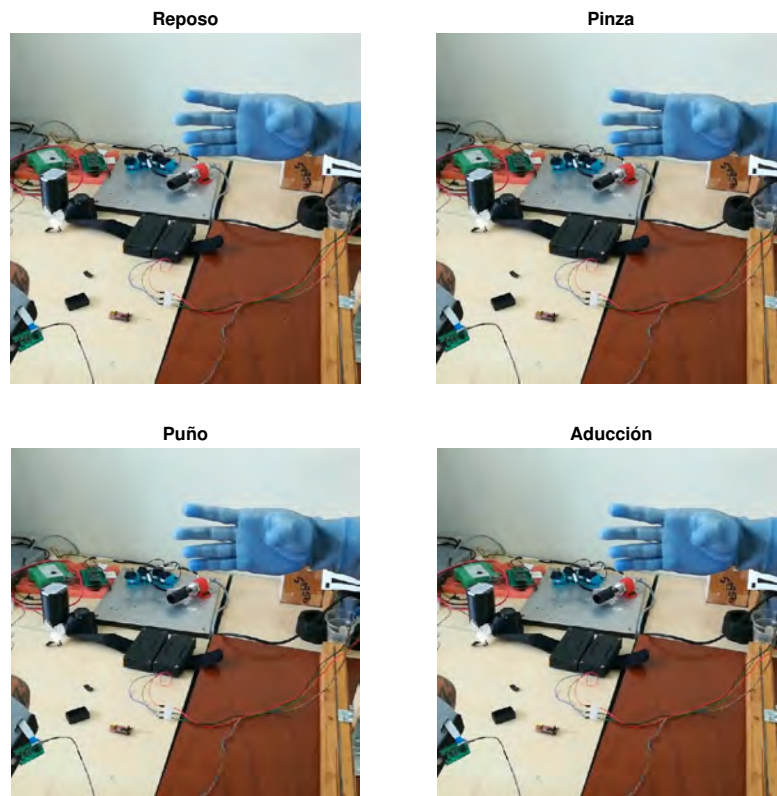
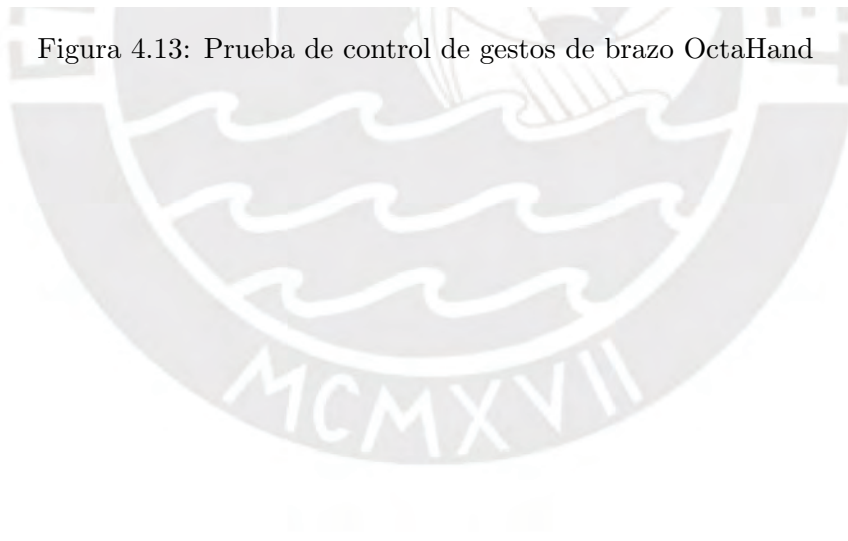


Figura 4.13: Prueba de control de gestos de brazo OctaHand



Conclusiones

Se logró el objetivo general de la tesis, al diseñar e implementar un arreglo de ocho sensores EMG integrado a un sistema embebido, para el procesamiento de señales en tiempo real, portátil y de fácil uso.

Para lograr el mismo, se diseñaron e implementaron sensores EMG superficiales secos, la implementación de estos sensores cuenta con elementos conductores de plata 925 con una distancia interelectrodos de 1cm, con un diseño compacto, el cual permite una implementación de la tarjeta electrónico 3cm x 1.7cm, la cual se puede acomodar hasta 8 sensores de forma radial, en un antebrazo promedio. Los sensores implementados tienen una ganancia de aproximada de 60db y un ancho de banda entre 16-1.37KHz. Y por medio de un circuito DLR se obtuvo un valor de 77db, superando el valor propuesto de 50db. Complementario a los sensores se implementó un sistema embebido para la adquisición y procesamiento de los 8 canales de señales EMG superficiales, el cual se baso en el microprocesador stm32L432kc, el cual contaba con los ADC suficientes para leer los 8 canales, 80Mhz y 32Kbytes de memoria, mas que suficiente para leer y procesar la data en tiempo real. Así mismo, este circuito integro fuentes de alimentación tanto para el procesador como para los sensores EMG, suministrando voltajes positivos, negativos y de referencia. En este último se implementó un algoritmo de estimación de gestos de mano, basado en *support vector machine*, con lo cual se realizó una validación de todo el sistema, con la participación de un voluntario con amputación transradial, el cual controló de forma voluntaria los gestos de mano de un brazo robótico. Los resultados arrojaron que el algoritmo implementado es capaz de predecir cinco gestos de mano, con valores de exactitud en las pruebas al rededor de los 94.80%. Se concluye que el sistema es una herramienta utilizabable para pruebas de adquisición de datos tanto para usuarios sin discapacidad, como usuarios con discapacidad, en proyectos que requieran el reconocimiento de gestos, como en el desarrollo de prótesis de manos.

Recomendaciones

Si bien los resultados en exactitud son elevados, las pruebas han sido puntuales con una limitada data y con sesiones cortas de gestos. Esto se reflejó en mayor medida en las pruebas de control del brazo robótico, donde al desear mantener un gesto por un periodo prolongado se apreció un mayor grado de dificultad e imprecisiones a la hora de determinar el gesto a realizar. A fin de tener una estimación que pueda brindar mayor información de la capacidad del sistema embebido desarrollado, se recomienda incrementar la longitud de las tomas de datos y complementar las evaluaciones con un usuario.

Por otro lado, el sistema ha sido evaluado con la implementación lineal de SVM, solo para la predicción. Con la intención de tener un reemplazo del sistema MYO, que pueda suplir sus funciones, se recomienda implementar y evaluar la capacidad del sistema embebido, considerando la etapa de aprendizaje dentro del mismo y no dependiendo de una PC. Por último, se debe evaluar la capacidad del sistema en manejar otros algoritmos de estimación y predicción de mayor complejidad, como la implementación no lineal de SVM, o algoritmos más contemporáneos como *Convolutional Neural Networks*.



Bibliografía

- [1] Lieber Richard and Richard Louis Lieber. *Skeletal Muscle Structure, Function and Plasticity*. Lippincott, Williams Wilkins, 2010.
- [2] Y. M. Chi, T. P. Jung, and G. Cauwenberghs. Dry-contact and noncontact biopotential electrodes: Methodological review. *IEEE Reviews in Biomedical Engineering*, 3:106–119, 2010.
- [3] Roberto Merletti and Philip A. Parker, editors. *Electromyography : physiology, engineering, and noninvasive applications*. IEEE Press series in biomedical engineering. IEEE Press [Hoboken (N.J.)], Piscataway (N.J.), 2004.
- [4] Analog Devices Inc. and Hank Zumbahlen. *Linear Circuit Design Handbook*. Newnes, Newton, MA, USA, 2008.
- [5] John G. Webster. *Medical Instrumentation Application and Design*. Wiley, 4th edition, 2009.
- [6] D. Leonardis, M. Barsotti, C. Loconsole, M. Solazzi, M. Troncossi, C. Mazzotti, V. P. Castelli, C. Procopio, G. Lamola, C. Chisari, M. Bergamasco, and A. Frisoli. An emg-controlled robotic hand exoskeleton for bilateral rehabilitation. *IEEE Transactions on Haptics*, 8(2):140–151, April 2015.
- [7] C. Meeker, S. Park, L. Bishop, J. Stein, and M. Ciocarlie. Emg pattern classification to control a hand orthosis for functional grasp assistance after stroke. In *2017 International Conference on Rehabilitation Robotics (ICORR)*, pages 1203–1210, July 2017.
- [8] Paulette Campbell. Apl’s modular prosthetic limb reaches new levels of operability. <https://www.jhuapl.edu/PressRelease/160112>, 2022. [Online; accessed 26-Julio-2022].
- [9] K. Xu, W. Guo, L. Hua, X. Sheng, and X. Zhu. A prosthetic arm based on emg pattern recognition. In *2016 IEEE International Conference on Robotics and Biomimetics (ROBIO)*, pages 1179–1184, Dec 2016.
- [10] C. Castellini, P. van der Smagt, G. Sandini, and G. Hirzinger. Surface emg for force control of mechanical hands. In *Robotics and Automation, 2008. ICRA 2008. IEEE International Conference on*, pages 725–730, May 2008.
- [11] Claudio Castellini, Emanuele Gruppioni, Angelo Davalli, and Giulio Sandini. Fine detection of grasp force and posture by amputees via surface electromyography. *Journal of Physiology-Paris*, 103(3–5):255 – 262, 2009. Neurorobotics.
- [12] T. Tommasi, F. Orabona, C. Castellini, and B. Caputo. Improving control of dexterous hand prostheses using adaptive learning. *Robotics, IEEE Transactions on*, 29(1):207–219, Feb 2013.

- [13] Arjan Gijsberts, Rashida Bohra, David Sierra González, Alexander Werner, Markus Nowak, Barbara Caputo, Maximo Alejandro Roa, and Claudio Castellini. Stable myoelectric control of a hand prosthesis using non-linear incremental learning. *Frontiers in Neurorobotics*, 8(8), 2014.
- [14] M. T. Wolf, C. Assad, M. T. Vernacchia, J. Fromm, and H. L. Jethani. Gesture-based robot control with variable autonomy from the jpl biosleeve. In *2013 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, pages 1160–1165, May 2013.
- [15] W. Guo, P. Yao, X. Sheng, H. Liu, and X. Zhu. A wireless wearable semg and nirs acquisition system for an enhanced human-computer interface. In *2014 IEEE International Conference on Systems, Man, and Cybernetics (SMC)*, pages 2192–2197, Oct 2014.
- [16] S. Benatti, B. Milosevic, F. Casamassima, P. Schönle, P. Bunjaku, S. Fateh, Q. Huang, and L. Benini. Emg-based hand gesture recognition with flexible analog front end. In *2014 IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference (BioCAS) Proceedings*, pages 57–60, Oct 2014.
- [17] Juan Pablo Oyanedel. Thalmic labs myo: Un brazalete para controlar gadgets a través del movimiento. <https://www.fayerwayer.com/2013/02/thalmic-labs-myo-un-brazalete-para-controlar-gadgets-a-traves-del-movimiento/>, 2013. [Online; acceso 09-Agosto-2022].
- [18] Ekaterina Kutafina, David Laukamp, Ralf Bettermann, Ulrik Schroeder, and Stephan M. Jonas. Wearable sensors for elearning of manual tasks: Using forearm emg in hand hygiene training. *Sensors*, 16(8), 2016.
- [19] J. G. Abreu, J. M. Teixeira, L. S. Figueiredo, and V. Teichrieb. Evaluating sign language recognition using the myo armband. In *2016 XVIII Symposium on Virtual and Augmented Reality (SVR)*, pages 64–70, June 2016.
- [20] A. Atasoy, E. Kaya, E. Toptas, S. Kuchimov, E. Kaplanoglu, and M. Ozkan. 24 dof emg controlled hybrid actuated prosthetic hand. In *2016 38th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC)*, pages 5059–5062, Aug 2016.
- [21] G. Pomboza-Junez and J. H. Terriza. Hand gesture recognition based on semg signals using support vector machines. In *2016 IEEE 6th International Conference on Consumer Electronics - Berlin (ICCE-Berlin)*, pages 174–178, Sept 2016.
- [22] Marco E. Benalcázar, Andrés G. Jaramillo, Jonathan A. Zea, and Andrés Páez. Hand gesture recognition using machine learning and the myo armband. In *2017 25th European Signal Processing Conference (EUSIPCO)*, 2017.
- [23] K. S. Lee and M. C. Jung. Ergonomic evaluation of biomechanical hand function. *Saf Health Work*, 6(1):9–17, Mar 2015.

- [24] Pu Liu, D.R. Brown, E.A. Clancy, F. Martel, and D. Rancourt. Emg-force estimation for multiple fingers. In *Signal Processing in Medicine and Biology Symposium (SPMB), 2013 IEEE*, pages 1–6, Dec 2013.
- [25] Yunus Ziya Arslan, Mehmet Arif Adli, Aydin Akan, and Mehmet Baris Baslo. Prediction of externally applied forces to human hands using frequency content of surface {EMG} signals. *Computer Methods and Programs in Biomedicine*, 98(1):36 – 44, 2010.
- [26] W. Yao, H. Jin, C. Liu, M. Xu, J. Yang, and E. Dong. Research of a dual stage bending dexterous robotic hand with emg control. In *2016 IEEE International Conference on Robotics and Biomimetics (ROBIO)*, pages 515–520, Dec 2016.
- [27] V.T.GAIKWAD and M.M.SARDESHMUKH. Sign language recognition based on electromyography (emg) signal using artificial neural network (ann). 2014.
- [28] C. Savur and F. Sahin. Real-time american sign language recognition system using surface emg signal. In *2015 IEEE 14th International Conference on Machine Learning and Applications (ICMLA)*, pages 497–502, Dec 2015.
- [29] Y. L. Wang, A. W. Y. Su, T. Y. Han, C. L. Lin, and L. C. Hsu. Emg based rehabilitation systems - approaches for als patients in different stages. In *2015 IEEE International Conference on Multimedia and Expo (ICME)*, pages 1–6, June 2015.
- [30] C. Prahm, F. Kayali, I. Vujaklija, A. Sturma, and O. Aszmann. Increasing motivation, effort and performance through game-based rehabilitation for upper limb myoelectric prosthesis control. In *2017 International Conference on Virtual Rehabilitation (ICVR)*, pages 1–6, June 2017.
- [31] S. Benatti, F. Casamassima, B. Milosevic, E. Farella, P. Schönle, S. Fateh, T. Burger, Q. Huang, and L. Benini. A versatile embedded platform for emg acquisition and gesture recognition. *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, 9(5):620–630, Oct 2015.
- [32] W. Guo, X. Sheng, J. Liu, L. Hua, D. Zhang, and X. Zhu. Towards zero training for myoelectric control based on a wearable wireless semg armband. In *2015 IEEE International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics (AIM)*, pages 196–201, July 2015.
- [33] Yinfeng Fang, Xiangyang Zhu, and Honghai Liu. *Development of a Surface EMG Acquisition System with Novel Electrodes Configuration and Signal Representation*, pages 405–414. Springer Berlin Heidelberg, Berlin, Heidelberg, 2013.
- [34] C. Assad, M. Wolf, A. Stoica, T. Theodoridis, and K. Glette. Biosleeve: A natural emg-based interface for hri. In *2013 8th ACM/IEEE International Conference on Human-Robot Interaction (HRI)*, pages 69–70, March 2013.

- [35] C. Assad, M. T. Wolf, J. Karras, J. Reid, and A. Stoica. Jpl biosleeve for gesture-based control: Technology development and field trials. In *2015 IEEE International Conference on Technologies for Practical Robot Applications (TePRA)*, pages 1–6, May 2015.
- [36] M. Kim, G. Gu, and W. K. Chung. Skin grasping semg interface based on microneedle array electrode. In *2017 14th International Conference on Ubiquitous Robots and Ambient Intelligence (URAI)*, pages 839–840, June 2017.
- [37] John V. Basmajian and Carlo J. De Luca. *Muscles Alive: Their Functions Revealed by Electromyography*. Williams & Wilkins, 5 sub edition, 1985.
- [38] Jennifer Keating. Relating forearm muscle electrical activity to finger forces. Master’s thesis, Worcester Polytechnic Institute, Massachusetts, Worcester, April 2014.
- [39] S. E. Fasoli, H. I. Krebs, J. Stein, W. R. Frontera, and N. Hogan. Effects of robotic therapy on motor impairment and recovery in chronic stroke. *Arch Phys Med Rehabil*, 84(4):477–482, Apr 2003.
- [40] A. Merlo, D. Farina, and Roberto Merletti. A fast and reliable technique for muscle activity detection from surface emg signals. *Biomedical Engineering, IEEE Transactions on*, 50(3):316–323, March 2003.
- [41] E.A Clancy, E.L Morin, and R Merletti. Sampling, noise-reduction and amplitude estimation issues in surface electromyography. *Journal of Electromyography and Kinesiology*, 12(1):1 – 16, 2002.
- [42] Rubana H. Chowdhury, Mamun B. I. Reaz, Mohd Alauddin Bin Mohd Ali, Ashrif A. A. Bakar, Kalaivani Chellappan, and Tae G. Chang. Surface electromyography signal processing and classification techniques. *Sensors*, 13(9):12431, 2013.
- [43] Weaver J.C. Pliquet U. *Passive Electrical Properties of Human Stratum Corneum during Application of Electric Fields*. Springer, Boston, MA, 1999.
- [44] C. T. Lin, L. D. Liao, Y. H. Liu, I. J. Wang, B. S. Lin, and J. Y. Chang. Novel dry polymer foam electrodes for long-term eeg measurement. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 58(5):1200–1207, May 2011.
- [45] Yu M. Chi, Patrick Ng, Eric Kang, Joseph Kang, Jennifer Fang, and Gert Cauwenberghs. Wireless non-contact cardiac and neural monitoring. In *Wireless Health 2010*, WH ’10, pages 15–23, New York, NY, USA, 2010. ACM.
- [46] T. J. Sullivan, S. R. Deiss, and G. Cauwenberghs. A low-noise, non-contact eeg/ecg sensor. In *2007 IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference*, pages 154–157, Nov 2007.
- [47] R J Prance, A Debray, T D Clark, H Prance, M Nock, C J Harland, and A J Clippingdale. An ultra-low-noise electrical-potential probe for human-body scanning. *Measurement Science and Technology*, 11(3):291, 2000.

- [48] Noise analysis in operational amplifier circuits. <http://www.ti.com/lit/an/slva043b/slva043b.pdf>, 2007.
- [49] Trigno™ Wireless Systems and Smart Sensors. <http://www.delsys.com/products/wireless-emg/>, 2017. [Online; acceso 03-Mayo-2017].
- [50] Data acquisition systems. <http://www.biometricsltd.com/systems-wireless.htm>, 2017. [Online; acceso 03-Mayo-2017].
- [51] Wave wireless emg. <http://www.cometasystems.com/products/wave-wireless-emg>, 2017. [Online; accessed 03-Mayo-2017].
- [52] Federico N. Guerrero and Enrique Spinelli. *Surface EMG Multichannel Measurements Using Active, Dry Branched Electrodes*, pages 1–4. Springer International Publishing, Cham, 2015.
- [53] Xueyan Tang, Yunhui Liu, Congyi Lv, and Dong Sun. Hand motion classification using a multi-channel surface electromyography sensor. *Sensors*, 12(2):1130–1147, 2012.
- [54] "inter electrode distance". <http://seniam.org/distance.htm>. Accessed:2023-10.
- [55] Antonio Fratini, Mario Cesarelli, Paolo Bifulco, and Maria Romano. Relevance of motion artifact in electromyography recordings during vibration treatment. *Journal of Electromyography and Kinesiology*, 19(4):710–718, 2009.
- [56] Ryuta Kinugasa and Shimpei Kubo. Development of consumer-friendly surface electromyography system for muscle fatigue detection. *IEEE Access*, 11:6394–6403, 2023.
- [57] F. N. Guerrero, E. M. Spinelli, and M. A. Haberman. Analysis and simple circuit design of double differential emg active electrode. *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, 10(3):787–795, June 2016.
- [58] U. Imtiaz, L. Bartolomeo, Z. Lin, S. Sessa, H. Ishii, K. Saito, M. Zecca, and A. Takanishi. Design of a wireless miniature low cost emg sensor using gold plated dry electrodes for biomechanics research. In *2013 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation*, pages 957–962, Aug 2013.
- [59] Carlo J. De Luca. Surface electromyography detection and recording. https://www.delsys.com/Attachments_pdf/WP_SEMGintro.pdf, 2002.
- [60] J. Reátegui and R. Callupe. Surface emg multichannel array using active dry sensors for forearm signal extraction. In *2017 IEEE XXIV International Conference on Electronics, Electrical Engineering and Computing (INTERCON)*, pages 1–4, Aug 2017.
- [61] Tps6223xx 2-mhz and 3-mhz ultra small step-down converter in 1 x 1.5 uson package. <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps62230.pdf>, 2016.

- [62] Lm27762 low-noise positive and negative output integrated charge pump plus ldo. <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm27762.pdf>, 2016.
- [63] Minghui Chen, Jianqing Wang, Daisuke Anzai, Georg Fischer, and Jens Kirchner. Common-mode noise reduction in noncontact biopotential acquisition circuit based on imbalance cancellation of electrode-body impedance. *Sensors*, 20(24), 2020.
- [64] X. Liu Y. Tian, Y. Shi. Recent advances on support vector machines research. *Technological and Economic Development of Economy*, 18(1):5–33, Apr 2012.
- [65] Jonathan Milgram, Mohamed Cheriet, and Robert Sabourin. “One Against One” or “One Against All”: Which One is Better for Handwriting Recognition with SVMs? In Guy Lorette, editor, *Tenth International Workshop on Frontiers in Handwriting Recognition*, La Baule (France), October 2006. Université de Rennes 1, Suvisoft. <http://www.suvisoft.com>.
- [66] Piotr Kaczmarek, Tomasz Mańkowski, and Jakub Tomczyński. putemg—a surface electromyography hand gesture recognition dataset. *Sensors*, 19(16), 2019.

