

Procesamiento analógico y digital de señales de electromiograma para arreglos de electrodos

Tesis de Doctorado

VALENTÍN A. CATACTORA

Presentada ante la Facultad de Ingeniería de la
Universidad Nacional de La Plata
como requisito para la obtención del grado académico de

DOCTOR EN INGENIERÍA



Dirección de Tesis:

Dr. Enrique M. Spinelli
Dr. Mariano Fernández Corazza

Jurado de Tesis:

Dr. Pablo F. Diez
Dr. Ramiro M. Irastorza
Dr. Rafael E. González Landaeta

Fecha de la defensa oral y pública:

31 de julio de 2023
La Plata, Buenos Aires, Argentina

*A toda la gente
que me ama...
...en especial
a mi familia.*

Resumen

Las líneas de investigación actuales que estudian la adquisición de señales de electromiograma (EMG) se orientan hacia técnicas no invasivas de medición. La búsqueda de optimizar el confort de la persona conduce a adquirir el EMG mediante dispositivos *vestibles*. Esta tendencia genera desafíos en el diseño de la instrumentación analógica necesaria para capturar estas señales con electrodos superficiales y en su posterior procesamiento digital para mejorar la selectividad espacial. Los electrodos superficiales tienen una pobre especificidad espacial *per se* que puede mejorarse construyendo sensores que combinen señales de varios electrodos conformando arreglos. Los arreglos de electrodos más simples admiten una implementación analógica, y los más complejos demandan técnicas de procesamiento digital de señales. El objetivo de esta tesis es desarrollar técnicas avanzadas de instrumentación y procesamiento de señales para arreglos de electrodos, que permitan implementar sensores de EMG vestibles y con mayor especificidad espacial. En primer lugar, se estudia la adquisición de EMG superficial y el rechazo activo a interferencias electromagnéticas (EMI), extendido a sistemas multi-canales vestibles. A partir de este análisis, se encuentran las condiciones que debe cumplir un sistema de adquisición para medir EMG con mínima EMI, que son el diseño de tamaño físico reducido, la alimentación a baterías y la transmisión inalámbrica de datos. Estas condiciones hacen factibles el desarrollo de amplificadores portátiles y vestibles con diseños simples, que no requieren rechazo activo de EMI, y utilizan un número reducido de electrodos y componentes. Una propuesta original desarrollada en esta tesis es un sensor de EMG basado en un amplificador single-ended que mide la señal diferencial con solo dos electrodos. Este sensor, completamente enfocado a dispositivos vestibles y pequeños, da lugar a una nueva propuesta que mejora su selectividad espacial de manera analógica. Se presenta una nueva topología para medir señales doble-diferenciales de EMG que utiliza solo tres electrodos, un número reducido de componentes, y no requiere rechazo activo de EMI. Si bien es posible extender los conceptos a arreglos más grandes de electrodos, deja de ser pragmático desde el procesamiento analógico de señales. Por lo tanto, en el último tramo de la tesis se presenta el desarrollo de un modelo computacional de simulación de EMG superficial que sirve como herramienta fundamental para el estudio y diseño de algoritmos que aumenten la selectividad espacial de arreglos de electrodos utilizando procesamiento digital de señales.

Agradecimientos

Esta tesis resume mis últimos cinco años de trabajo, y no tengo dudas de que fue gracias a:

Enrique Spinelli, mi director, que con su gran vocación y facilidad para transmitir conocimiento ha desarrollado enormemente mi formación académica. Más aún, quizás sin darse cuenta y de manera incondicional como un gran amigo y mentor, ha enriquecido mi percepción de la vida en general a través de la simpleza, tranquilidad, gracia y buena onda.

Mariano Fernández Corazza, mi co-director, que gracias a su incorporación a mitad del trayecto pude abrirme camino a nuevos horizontes y objetivos. Toda su ayuda y predisposición fue fundamental para mi doctorado durante la pandemia, y lo será para los trabajos venideros.

Miembros del Grupo GIBIC, mi grupo del laboratorio, con los que diariamente comparto mates, risas, ideas y soluciones. En particular, quiero agradecer a Federico Guerrero, mi *non-official* co-director, por ayudarme y acompañarme en absolutamente todas las medidas experimentales y aclararme las infinitas dudas que se me presentaron en el camino.

Miembros del Instituto LEICI, mi segundo hogar, que me brindaron un sentido de pertenencia enorme con amabilidad y camaradería. Los almuerzos, festejos, cervezas y viajes compartidos fueron motivación suficiente para seguir adelante día a día.

Colegas docentes con los que he compartido cátedra durante todos estos años, especialmente a Patricia Gauzellino por su guía y confianza.

Todos mis amigos y amigas que me han dejado su palabra de aliento a lo largo de estos años, que están siempre presentes y comparten su tiempo conmigo. Sin orden específico, quiero agradecer particularmente a: Diego, Guti, Luz, Marce, Peter, Nahue, Fran, Emi, Facu y Lucho.

Mi madre, Gabriela Iriarte, por brindarme su paciencia y comprensión, y a mi padre, Fredy Catacora, por su constante empuje y amparo. Todo se los debo a ellos, a su apoyo y al amor que me dan siempre.

Mis hermanos, Cari, Nacho y Ro, y a mi familia entera por acompañarme en cada paso que doy y celebrarlo desmedidamente como corresponde.

Mi compañera, Camila, que me enseña y comparte constantemente el sentido de la vida.

Índice general

Índice general	VII
Índice de figuras	IX
Índice de tablas	XIII
Nomenclatura	XV
1 Introducción	1
1.1. Objetivos	2
1.2. Organización de la tesis	2
1.3. Publicaciones	4
2 Los biopotenciales	7
2.1. El electromiograma (EMG)	9
2.2. Electroodos	12
2.3. Conclusiones	15
3 La instrumentación biomédica	17
3.1. Rango dinámico, resolución y ancho de banda	17
3.2. Topologías básicas de medición	20
3.3. Interferencia electromagnética	22
3.4. Impedancia de entrada	32
3.5. Conclusiones	38
4 Sistemas multi-canales	41
4.1. Potencial de referencia	42
4.2. Sensor multi-canal vestibular	43
4.3. Proyecto WIMUMO	50
4.4. Conclusiones	53
5 Amplificador single-ended	55
5.1. Sensores de dos electrodos	56
5.2. Modelo de interferencia	58
5.3. Circuito propuesto	59
5.4. Resultados	61
5.5. Discusión	65
5.6. Conclusiones	66

6	Amplificador doble-diferencial	69
6.1.	Métodos	72
6.2.	Resultados experimentales	76
6.3.	Conclusiones	82
7	Modelado de electromiograma	85
7.1.	Volumen conductor	86
7.2.	Fuente de EMG	87
7.3.	Problema directo	90
7.4.	Resultados del estudio comparativo	94
7.5.	Futuras versiones de la herramienta	95
7.6.	Conclusiones	96
8	Conclusiones de la tesis	99
A	Validación del amplificador SE	103
B	Conexiones para pruebas de banco	105
B.1.	Conexiones para la medición de la transferencia G_{DD}	105
B.2.	Conexiones para validar la adquisición de señales DD	106
B.3.	Conexiones para la medición de la transferencia DMRR	106
B.4.	Prototipo final	106
C	Simulación de Monte Carlo	109
	Bibliografía	113

Índice de figuras

2.1. Medición de EEG, EMG y ECG.	7
2.2. Interfaz cerebro-computadora portátil.	9
2.3. Simulación de un potencial de transmembrana $V_m(z)$ de un SFAP a lo largo de una fibra muscular.	11
2.4. Construcción de la señal de EMG a partir de MUAPs.	11
2.5. Registro de una señal de EMG superficial.	12
2.6. Electrodo superficial sobre la piel.	13
2.7. Electrodo superficiales.	14
2.8. Modelo eléctrico de electrodo superficial.	14
3.1. Esquema general del problema de instrumentación.	17
3.2. Esquema de medida de topología single-ended.	20
3.3. Esquema de medida de topología diferencial con tres electrodos.	21
3.4. Modelo circuital de interferencia electromagnética aplicado a un sistema diferencial de tres electrodos.	23
3.5. Rechazo de interferencias por acoplamiento capacitivo a los cables de los electrodos de medición.	26
3.6. Esquema de interferencia por transformación de modo común a modo diferencial.	27
3.7. Reducción de la tensión de modo común con DRL.	30
3.8. Esquema de interferencia por transformación de modo aislante a modo diferencial.	31
3.9. Electrodo activo configurado como buffer.	32
3.10. Modelos circuitales para el estudio del bootstrap de fuente.	34
3.11. Esquemas de los circuitos implementados para las pruebas experimentales.	35
3.12. Circuitos fabricados para los experimentos.	36
3.13. Circuito final utilizado para el bootstrap de fuente.	37
3.14. Señales de entrada y salida del circuito con bootstrap de fuente. Se observa que presenta una atenuación de 3 dB y un desfase de 45° a una frecuencia de $46,3\text{ kHz}$	38
3.15. Respuestas en frecuencia del seguidor de tensión.	39
4.1. Colocación del potencial de referencia en sistemas multi-canales: (a) utilizando un solo nodo directo; (b) utilizando un solo nodo con circuito DRL; (c) incorporando circuitos DRL a cada electrodo. V_{REF} es la tensión de referencia y v_{CM} la tensión de modo común.	42
4.2. Circuito esquemático del sensor propuesto.	44

4.3.	Diagramas de condición de falla simple (SFC) de un sistema de cuatro canales para corriente continua (a) y para corriente alterna (b). Cada bloque corresponde a un sensor donde se omite el amplificador diferencial dada su alta impedancia.	46
4.4.	Respuesta en frecuencia del circuito DRL obtenida por simulación.	47
4.5.	Registro de EMG adquirido con el sensor en donde se muestra la contracción del músculo.	48
4.6.	Prototipo final del sensor implementado.	49
4.7.	Esquema conceptual del sistema. Quien realiza la performance puede llegar a la audiencia por el camino alternativo que provee el equipo.	51
4.8.	(a) Prototipo del dispositivo de adquisición WIMUMO; (b) Arnés con el equipo colocado en la performer; (c) Muestra "Cajografías".	52
5.1.	Modelos de interferencia simplificados de sistemas de adquisición de biopotenciales de dos electrodos.	57
5.2.	Comparación de los niveles de interferencia para diferentes configuraciones en función de i_{ISO} ($Z_{GND} = 10\text{ k}\Omega$, $Z_C = 100\text{ M}\Omega$, $CMRR = 100\text{ dB}$, $\Delta Z_E = Z_{GND}/r$ donde $r = 2, 5, 10, 20, 50$).	58
5.3.	Amplificador SE propuesto para medir señales de sEMG. Se puede construir con un solo OA cuádruple. Los valores de los componentes son: $R_1 = 100\text{ k}\Omega$, $R_2 = 300\text{ k}\Omega$, $R_3 = 75\text{ k}\Omega$, $R_4 = 11\text{ k}\Omega$, $R_i = 33\text{ k}\Omega$, $C_i = 1\text{ }\mu\text{F}$, $R_{5,6} = 30\text{ k}\Omega$, $C_{1,2} = 10\text{ nF}$, $R_{7,8} = 100\text{ k}\Omega$, $C_3 = 1\text{ }\mu\text{F}$. El circuito puede ser usado para medir señales de ECG modificando: $R_i = 330\text{ k}\Omega$, $C_i = 10\text{ }\mu\text{F}$, $R_i = 180\text{ k}\Omega$	61
5.4.	Respuesta de frecuencia del circuito propuesto diseñado para la medición de sEMG.	62
5.5.	Prototipo del dispositivo en funcionamiento.	62
5.6.	Tensión de interferencia en función de la capacitancia adicional C_{LISO} .	63
5.7.	Señal EMI adquirida con el sensor SE referido a la entrada, con y sin la placa adicional de cobre de $10\text{ cm} \times 10\text{ cm}$ conectada al dispositivo para tres pruebas diferentes.	64
5.8.	Señal de sEMG adquirida con el dispositivo SE referida a la entrada.	65
6.1.	Configuraciones de medida respecto a un electrodo de referencia v_{REF} : monopolar (v_M), simple-diferencial (v_{SD}) y doble-diferencial (v_{DD}).	70
6.2.	Implementaciones conocidas de un sensor doble-diferencial: (a) con amplificadores de instrumentación y (b) con buffers y un circuito sumador	71
6.3.	Esquemas de medición utilizando: (a) amplificador diferencial de tres electrodos convencional y (b) amplificador single-ended de dos electrodos alternativo.	73
6.4.	Configuración novedosa para un amplificador de sEMG simple- y doble-diferencial: (a) topología propuesta con amplificadores SE y (b) circuito esquemático	74
6.5.	Amplificador doble-diferencial propuesto para señales de sEMG. Se puede construir con un amplificador operacional cuádruple. Los valores de los componentes utilizados en este trabajo fueron: OAs=OPA4336, $R_1 = 3\text{ k}\Omega$, $R_2 = 300\text{ k}\Omega$, $C_1 = 10\text{ }\mu\text{F}$, $C_2 = 560\text{ pF}$, $R_3 = 47\text{ k}\Omega$, $R_4 = 47\text{ k}\Omega$, $C_3 = 0,1\text{ }\mu\text{F}$	77

6.6. Respuesta en frecuencia del circuito implementado.	78
6.7. Contracción muscular adquirida por el sensor DD propuesto referido a la entrada, en comparación con la señal DD armada digitalmente medida directamente en los nodos v_A , v_B y v_C	79
6.8. Dos modos de señales sEMG adquiridas por el sensor propuesto. Se puede observar que la señal DD recibe significativamente menos actividad muscular correspondiente a una extensión.	80
6.9. Medidas experimentales de DMRR del amplificador implementado en el ancho de banda sEMG.	81
6.10. Mediciones experimentales de ruido del amplificador implementado en el ancho de banda sEMG.	82
6.11. Señal de sEMG adquirida con el sensor DD propuesto conectado a un pequeño dispositivo de adquisición alimentado por batería con transmisión de datos inalámbrica.	83
6.12. Sensor portátil fabricado con el amplificador doble-diferencial propuesto colocado en el antebrazo de un usuario.	83
7.1. Modelo de volumen conductor cilíndrico y multi-cap. Los puntos azules distinguen cinco nodos que representan electrodos superficiales puntuales	87
7.2. Forma de onda de $I_m(z)$ junto a su aproximación como un tripolo.	89
7.3. Distintos mallados del modelo de volumen conductor.	92
7.4. Modelo ground-truth diseñado para el estudio comparativo.	93
7.5. Resultados de las simulaciones en los modelos BR, MR, y AR comparados con el modelo GT. En rojo: Señales obtenidas para distintas las configuraciones de electrodos en los modelos de EF que implementan las coordenadas baricéntricas para el posicionamiento del tripolo. En negro: Señales ground-truth obtenidas del modelo GT en donde los nodos son previamente ubicados.	94
7.6. Modelo realista de un brazo realizado a partir de MRI. Los puntos azules representan electrodos superficiales puntuales.	96
A.1. Registro de EMG obtenido por dos dispositivos simultáneamente.	104
A.2. Registro de una contracción en el antebrazo obtenido por dos adquisidores diferentes.	104
B.1. Conexiones para mediciones experimentales de G_{DD}	105
B.2. Conexiones para la validación experimental del adquisidor.	106
B.3. Setup experimental para validar el sensor propuesto.	107
B.4. Setup experimental para validar el sensor propuesto.	107
B.5. Prototipo del sensor fabricado para las pruebas experimentales.	108
C.1. Esquemático del circuito utilizado para la simulación.	110
C.2. Curvas de DMRR obtenidas por simulación.	111

Índice de tablas

2.1. Características de biopotenciales superficiales.	8
3.1. Parámetros del ADC para distintos números de bits (N) y rangos de entrada (V_{RE}).	18
3.2. Resultados de las mediciones de C_{IN} con y sin guarda.	36
4.1. Caracterización experimental del sensor.	47
4.2. Corrientes que aporta un sensor en caso de falla.	48
5.1. Resultados experimentales. ^a Esta medida corresponde solo a la capacitancia intrínseca del dispositivo.	63
5.2. Resultados experimentales. A: el sujeto parado en el centro de una habitación; B: el sujeto sentado con los pies levantados del suelo; C: el sujeto cerca de dispositivos conectados a la red eléctrica con los pies apoyados en el suelo.	64
7.1. Valores utilizados para el armado del modelo cilíndrico. Los parámetros de la fibra se utilizan en la ecuación 7.1	88

Nomenclatura

A continuación, se muestra enlistada la nomenclatura más utilizada en esta tesis. Las siglas provienen de los términos ampliamente difundidos en inglés.

ADC: Convertidor analógico-digital

AOL: Ganancia de lazo abierto

CM: Modo común

CMRR: Relación de rechazo de modo común

DD: Doble-diferencial

DM: Modo diferencial

DMRR: Relación de rechazo de modo diferencial

DRL: *Driven-right-leg*

ECG: Electrocardiograma

EEG: Electroencefalograma

EMG: Electromiograma

sEMG: Electromiograma superficial

EMI: Interferencia electromagnética

FE: Elementos finitos

MU: Unidad motora

MUAP: Potencial de acción de unidad motora

OA: Amplificador operacional

PMI: Interfaz persona-máquina

SD: Simple-diferencial

SE: *Single-ended*

SFAP: Potencial de acción de fibra simple

Capítulo 1

Introducción

En los tejidos excitables que componen nervios y músculos de nuestro cuerpo se producen señales eléctricas de origen iónico denominadas *biopotenciales*, que pueden registrarse mediante electrodos. En particular, las asociadas a la actividad muscular se conocen como señales electromiográficas o electromiograma (EMG) y permiten detectar funciones musculares y diagnosticar patologías neuromusculares.

El registro de EMG en músculos superficiales se realiza utilizando electrodos ubicados sobre la piel pero, cuando se requiere una mayor localización o especificidad espacial, como en el caso de músculos profundos, es habitual el uso de electrodos del tipo aguja que se insertan en el músculo a analizar. Esta técnica es invasiva y su excelente especificidad espacial se obtiene a expensas del confort del paciente, pero permite adquirir señales de un músculo particular con alta inmunidad a la actividad de los adyacentes.

En la actualidad, la adquisición de biopotenciales en general y de EMG en particular se encuentra enfocada a aumentar el confort del paciente siguiendo el paradigma *vestible*. Este paradigma promueve el diseño de dispositivos de mínima invasividad que se instalen tan fácilmente como una prenda de vestir, como brazaletes, mangas o chalecos, y que no requieran de personal especializado para su colocación y mantenimiento, como es habitual en prácticas médicas. Con este fin, es deseable contar con la mínima cantidad de electrodos superficiales para lograr un instrumento no-invasivo y sencillo de usar. Más aún, se puede prescindir del uso de gel o pasta conductora utilizando electrodos secos o capacitivos. Aunque estos presentan altas impedancias electrodo-piel y exigen un elaborado diseño de los pre-amplificadores o *front-ends*, pueden proveer mayor confort al usuario a partir de un desarrollo tecnológico. Esta tendencia moderna de desarrollar sensores de biopotenciales vestibles, genera temas de investigación desafiantes destinados al diseño de la instrumentación analógica necesaria para capturar estas señales con mínima invasividad, y en su posterior procesamiento digital para mejorar las características de la adquisición.

Los electrodos superficiales miden la actividad eléctrica global que acontece debajo de ellos. Tienen una pobre especificidad espacial *per se* que puede mejorarse construyendo sensores que combinen señales de varios electrodos conformando arreglos. Los arreglos de electrodos más simples admiten una implementación analógica, y los más complejos demandan técnicas de procesamiento digital de señales. Las señales obtenidas por los electrodos del arreglo resultan

de los aportes de distintos músculos distribuidos espacialmente.

Registrar la actividad de un músculo específico sin que interfiera la de otro (fenómeno conocido como *crosstalk*) es una capacidad compleja de evaluar en forma experimental, porque en un ensayo es difícil asegurar que el sujeto active exclusivamente el músculo bajo estudio. Para analizar y diseñar sistemas de adquisición con arreglos de electrodos con una selectividad espacial superior, es primordial disponer de un modelo electromagnético de simulación como herramienta de pruebas que describa las señales de EMG y el conjunto de tejidos que debe atravesar para alcanzar un arreglo complejo de electrodos superficiales.

1.1. Objetivos

Esta tesis propone el estudio de diferentes técnicas de procesamiento analógico y digital de señales electromiográficas aplicables en la implementación de sensores vestibles con arreglos de electrodos. El objetivo general es desarrollar sensores no-invasivos de EMG superficial (sEMG) que midan con la mínima cantidad de electrodos superficiales posibles y logren una mejor selectividad espacial. Este avance en el conocimiento permitirá mejorar la funcionalidad general y capacidad diagnóstica del sEMG, buscando acercarse al desempeño de técnicas invasivas.

Objetivos Específicos

Los objetivos específicos que subyacen en el objetivo general son los siguientes:

- Diseñar sistemas vestibles de adquisición de EMG superficial. Esto implica lograr mediciones de buena calidad con un número reducido de componentes que permitan miniaturizar el diseño. Se proponen soluciones originales de instrumentación para las exigentes condiciones de operación que imponen los dispositivos vestibles y la medición de biopotenciales.
- Proponer un arreglo de electrodos superficiales que, mediante un procesamiento analógico de señal, mejore la selectividad espacial en la medición de sEMG. Se desarrolla una topología novedosa de medición que logre disminuir el *crosstalk* sin perder el enfoque vestible.
- Implementar un modelo computacional de elementos finitos que permita simular señales de EMG en el brazo de una persona considerando geometrías cilíndricas y distribuciones en capas de los tejidos. Esta herramienta permite estudiar el origen de la señal y la medición superficial con distintos arreglos de electrodos.

1.2. Organización de la tesis

Esta tesis se organiza de la siguiente manera:

Capítulo 1: Introducción. Se presenta de forma general el problema abordado en esta tesis, que es el estudio y el desarrollo de procesamiento analógico

y digital de señales para la adquisición de electromiograma superficial con arreglos de electrodos. En este capítulo se explican las motivaciones principales de la tesis, y los objetivos generales y específicos. Luego, se detalla la organización de la misma y la producción científica lograda.

Capítulo 2: Los biopotenciales. Se introduce brevemente qué son los biopotenciales, para qué sirven, y se profundiza en el origen del electromiograma. También, se muestra una clasificación de electrodos superficiales, junto a sus características distintivas y su modelo eléctrico. Este conjunto de conceptos preliminares sirven de base conceptual para abordar los problemas de diseño dentro de la instrumentación biomédica.

Capítulo 3: La instrumentación biomédica. En este capítulo se muestran las problemáticas generales de la medición de biopotenciales y cómo superarlas. En primer lugar, se determinan los parámetros que debe cumplir el instrumento de medición. Luego, se introducen las topologías convencionales para medir biopotenciales y se muestra un análisis general de interferencia electromagnética. Por último, se aborda el problema de la impedancia de entrada del instrumento. Como posible solución y ejemplo de aplicación, se detalla la técnica de bootstrap de fuente.

Capítulo 4: Sistemas multi-canales vestibles de electromiograma. Los conceptos y desafíos introducidos para un solo canal de adquisición, son extensibles a múltiples canales. En este capítulo se muestra el diseño de sensores vestibles de electromiograma aplicados a sistemas multi-canales. Se propone un uso del potencial de referencia que mejora la robustez del sistema, y se implementa un circuito driven-right-leg acoplado en alterna. Este sistema multi-canal diseñado se utilizó como interfaz persona-máquina en una aplicación real.

Capítulo 5: Amplificador single-ended de dos electrodos. En este capítulo, se muestra que los dispositivos pequeños, inalámbricos y alimentados a batería son tan robustos a la interferencia electromagnética que los amplificadores single-ended se tornan una alternativa viable para la medición de electromiograma, incluso sin circuito driven-right-leg. Se presenta el estudio exhaustivo de interferencia electromagnética para un amplificador single-ended propuesto, junto a la caracterización de su procesamiento analógico de señal y resultados experimentales que validan su funcionamiento.

Capítulo 6: Amplificador doble-diferencial de tres electrodos. Se introduce la importancia de las señales doble-diferenciales en electromiografía, junto al estado del arte de los amplificadores existentes. Se presenta un amplificador de dos modos capaz de adquirir señales doble-diferenciales y señales simple-diferenciales simultáneamente desde el mismo conjunto de electrodos. La novedad más significativa de la configuración propuesta es que requiere únicamente de tres electrodos frente a las topologías tradicionales que requieren al menos cuatro electrodos. El amplificador presentado tiene la topología publicada más simple para la adquisición exacta de señales doble-diferenciales, y hace uso del modo común para adquirir la señal de interés. Se muestra la

caracterización completa de un circuito propuesto con procesamiento analógico incluido, junto a resultados experimentales que validan su funcionamiento

Capítulo 7: Modelado de electromiograma. Un modelo de simulación de señales de electromiograma superficiales como herramienta de estudio e investigación se detalla en este capítulo. Se explica cómo representar la fuente de señal de electromiograma propagándose utilizando tripolos de corriente. También, se muestran distintos mallados para un volumen conductor diseñado a partir de geometrías cilíndricas con múltiples capas de tejidos. Se resuelve el problema directo de electromiograma obteniendo señales en electrodos superficiales puntuales, y se especifican todos los problemas de implementación. Por último, se muestra el diseño de un volumen conductor realista basado en imágenes de resonancia magnética para futuras implementaciones.

Capítulo 8: Conclusiones. En este capítulo se muestra una reseña de las conclusiones más importantes de esta tesis. Para cada temática abarcada, se explican los trabajos a realizar en el futuro siguiendo con la línea de investigación actual.

1.3. Publicaciones

A continuación, se muestran los trabajos científicos producidos en el marco del desarrollo de esta tesis.

Publicaciones en revistas internacionales

- **V. A. Catacora**, F. N. Guerrero, E. M. Spinelli, “Three-electrode double-differential biopotential amplifier for surface EMG measurements,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 72, pp. 1-8, 2023, doi: 10.1109/TIM.2023.3270975.
- **V. A. Catacora**, F. N. Guerrero, E. M. Spinelli, “Size Constraint to Limit Interference in DRL-Free Single-Ended Biopotential Measurements,” *Journal of Medical and Biological Engineering*, vol. 42, no. 3, pp. 332-340, 2022, doi: 10.1007/s40846-022-00720-9.
- E. M. Spinelli, F. N. Guerrero, P. A. García, **V. A. Catacora**, M. A. Haberman, “A Fully-Differential Biopotential Amplifier With a Reduced Number of Parts,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 71, pp. 1-8, 2022, doi: 10.1109/TIM.2022.3220284.

Publicaciones en revistas nacionales

- **V. A. Catacora**, F. N. Guerrero, M. A. Haberman, E. M. Spinelli, “Electromyography sensor for wearable multi-channel platform,” *Revista Argentina de Bioingeniería*, vol. 24, no. 3, pp. 24-28, 2020.
- F. N. Guerrero, R. Madou, **V. A. Catacora**, M. A. Haberman, P. A. García, A. L. Veiga, E. M. Spinelli, “WIMUMO Project: a wearable open device for physiological signals acquisition,” *Revista Argentina de Bioingeniería*, vol. 24, no. 3, pp. 13-18, 2020.

- **V. A. Catacora**, F. N. Guerrero, E. M. Spinelli, “Real-time embedded processing and instrumentation for wearable BCI application,” *Revista Argentina de Bioingeniería*, vol. 22, no. 4, pp. 49-55, 2018.

Publicaciones congresos internacionales

- F. N. Guerrero, M. A. Haberman, P. A. García, **V. A. Catacora**, R. Madou, A. Veiga, A. Ceriani, E. M. Spinelli, “Interfaz Hombre-Máquina portátil para Expresión Artística Inclusiva,” *X Congreso Latinoamericano de Tecnologías de Apoyo a la Discapacidad IBERDISCAP 2019*, Buenos Aires, Argentina, Nov. 2019.

Publicaciones congresos nacionales

- **V. A. Catacora**, M. Fernández Corazza, E. M. Spinelli, “Simulation of single fiber action potentials in a cylindrical EMG model: a comparative study,” *XXIII Congreso Argentino de Bioingeniería y XII Jornadas de Ingeniería Clínica*, San Juan, Argentina, Sep. 2022. (Artículo seleccionado para la publicación en la Revista Argentina de Bioingeniería)
- L. F. Cabral, **V. A. Catacora**, F. N. Guerrero, “Sensor para adquisición de biopotenciales de bajo costo,” *IV Jornadas de Investigadores en Formación*, Universidad Nacional de Quilmes, Argentina, Mar. 2021.
- M. A. Haberman, R. Ayoroa, E. A. Martínez, D. Kang, C. Almirón, R. Madou, M. J. Oliva, **V. A. Catacora**, “A wearable low-power and low-cost electromyographic sensor for arm prosthesis,” *XXII Congreso Argentino de Bioingeniería y XI Jornadas de Ingeniería Clínica*, Piriápolis, Uruguay, Mar. 2020.
- F. N. Guerrero, R. Madou, **V. A. Catacora**, M. A. Haberman, P. A. García, A. L. Veiga, E. M. Spinelli, “WIMUMO Project: a wearable open device for physiological signals acquisition,” *XXII Congreso Argentino de Bioingeniería y XI Jornadas de Ingeniería Clínica*, Piriápolis, Uruguay, Mar. 2020. (Artículo seleccionado para la publicación en la Revista Argentina de Bioingeniería)
- **V. A. Catacora**, F. N. Guerrero, M. A. Haberman, E. M. Spinelli, “Electromyography sensor for wearable multi-channel platform,” *XXII Congreso Argentino de Bioingeniería y XI Jornadas de Ingeniería Clínica*, Piriápolis, Uruguay, Mar. 2020. (Artículo seleccionado para la publicación en la Revista Argentina de Bioingeniería)
- **V. A. Catacora**, F. N. Guerrero, E. M. Spinelli, “Reducción de la capacidad de entrada de un amplificador mediante técnicas de bootstrap,” *5tas Jornadas de Investigación, Transferencia y Extensión de la Facultad de Ingeniería*, La Plata, Argentina, Abr. 2019.
- **V. A. Catacora**, F. N. Guerrero, E. M. Spinelli, “Real-time embedded processing and instrumentation for wearable BCI application,” *XXI Congreso Argentino de Bioingeniería y X Jornadas de Ingeniería Clínica*, Córdoba, Argentina, Oct. 2017. (Artículo seleccionado para la publicación en la Revista Argentina de Bioingeniería)

Capítulo 2

Los biopotenciales

Una persona produce actividad eléctrica constantemente en el interior de su cuerpo. Allí pueden encontrarse las señales biológicas conocidas como biopotenciales, que se generan en las membranas de las células excitables, como son las musculares y las neuronas, y pueden medirse a través de electrodos. Los electrodos funcionan como transductores, transformando los biopotenciales de origen iónico en señales eléctricas posibles de medir con un sistema electrónico adecuado (Clark (1998)).

Los biopotenciales se encuentran en distintos lugares del cuerpo y pueden clasificarse según el órgano que los origine. Algunos de los más conocidos son: el electroencefalograma (EEG), que corresponde a la actividad eléctrica del cerebro; el electromiograma (EMG), que corresponde a la actividad eléctrica de los músculos; y el electrocardiograma (ECG), que corresponde a la actividad eléctrica del corazón. En la figura 2.1 se muestra esquemáticamente la medición de cada uno de ellos.

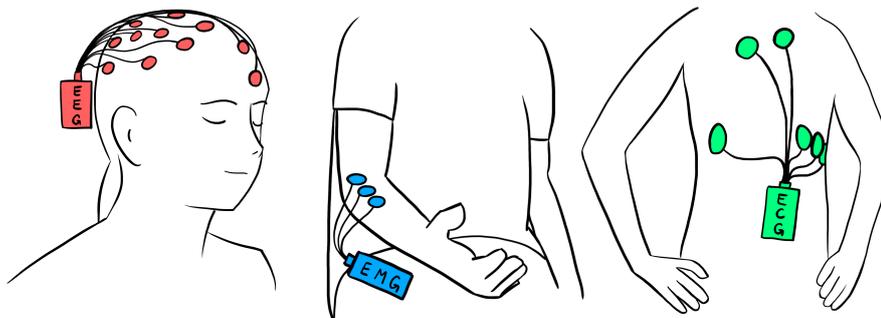


Figura 2.1: Medición de EEG, EMG y ECG.

La adquisición de biopotenciales es de gran importancia para la bioingeniería y medicina actual, ya que su correcta interpretación aporta información valiosa sobre el estado de salud del cuerpo de la persona. Monitorear los signos vitales en tiempo real, como herramienta de diagnóstico médico, para rehabilitación, o incluso para el desarrollo de equipos de asistencia a personas con dificultades neuromusculares, son algunas de las importantes aplicaciones que tienen estas señales (Seshadri et al. (2019)).

En las últimas décadas, los biopotenciales se han utilizado ampliamente en

dispositivos conocidos como interfaces humano-máquina (HMI), en esta tesis definidos y difundidos como interfaces persona-máquina (PMI), o interfaces cerebro-máquina (BCI) si utilizan particularmente señales de EEG. Las PMI ofrecen un canal alternativo de acción y comunicación que escapa al movimiento explícito del cuerpo gracias a la detección de los biopotenciales (Singh and Kumar (2021)). Dentro de estos dispositivos coexisten el procesamiento analógico y digital de señales que, a partir de la adquisición de biopotenciales como el EEG o el EMG, logran identificar la voluntad del usuario y permiten comandar una máquina, como una computadora, sin usar los dispositivos periféricos convencionales como son el teclado, el *mouse* o ratón y las pantallas táctiles. A modo de ejemplo, en la figura 2.2 se muestra una BCI desarrollada por el autor de esta tesis como trabajo final de su carrera de grado (Catacora et al. (2018)). Este dispositivo es totalmente autónomo, embebido, inalámbrico y portátil, y mide EEG superficial para detectar la activación del ritmo alfa occipital (Dewan (1967)). La aplicación desarrollada para su validación fue escribir textos en una computadora utilizando un teclado de barrido en pantalla.

En el auge del uso de biopotenciales en las diversas aplicaciones de la actualidad, se busca darle mayor importancia al confort del usuario sin perder robustez ni calidad en la medición, abriendo camino al paradigma *vestible* o *wearable*, en inglés (Son et al. (2014)). Este paradigma es un “*hot-spot*” en la instrumentación biomédica, y consiste en lograr sistemas de medición que puedan colocarse tan fácilmente como una prenda de vestir o accesorio, como puede ser un brazalete, una vincha, un chaleco o una gorra. El objetivo es otorgarle la confianza y comodidad al usuario para que logre utilizar estos dispositivos como herramientas de uso diario. Por lo tanto, deberán ser autónomos y funcionales en ambientes no-controlados y sin ayuda de profesional especializado. Algunos ejemplos de dispositivos comerciales vestibles son el MCell3 de Myontec (EMG) y el EMOTIV Insight de EMOTIV (EEG). Aunque resulte un gran desafío de instrumentación poder sobrellevar las condiciones de medida no-invasivas, se busca simplificar lo más posible la interacción entre el dispositivo de medición y el cuerpo de la persona (Cosoli et al. (2021), Zheng et al. (2014)).

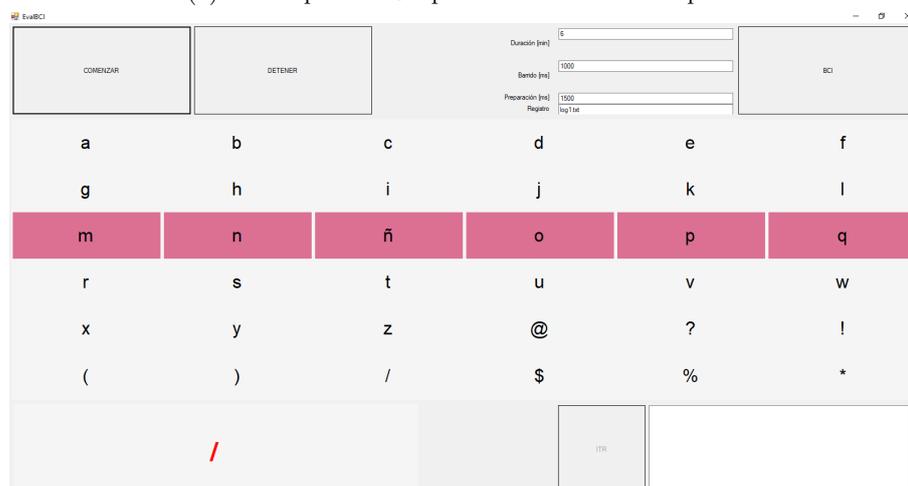
Si bien los biopotenciales se encuentran dentro del cuerpo, producen una distribución de potencial sobre la superficie de la piel. Las características típicas de los biopotenciales superficiales más conocidos nombrados anteriormente se muestran en la tabla 2.1 (Spinelli and Guerrero (2017), Webster (2006)). Estos potenciales superficiales son de muy baja amplitud, pero aún así son medibles con electrodos no invasivos. Particularmente, esta tesis estará completamente dedicada a la medición de señales de EMG superficial (sEMG) de forma no-invasiva (Merletti and Farina (2016)).

Biopotencial superficial	Amplitud típica	Ancho de banda
sEEG	$50 \mu V$	$0,5 Hz - 100 Hz$
sEMG	$100 \mu V$	$5 Hz - 500 Hz$
sECG	$1 mV$	$0,05 Hz - 100 Hz$

Tabla 2.1: Características de biopotenciales superficiales.



(a) Prototipo de BCI que mide ritmo alfa occipital.



(b) Teclado de barrido en pantalla.

Figura 2.2: Interfaz cerebro-computadora portátil.

2.1. El electromiograma (EMG)

La señal de EMG es generada por la actividad eléctrica de las fibras musculares reclutadas durante una contracción. Cuando se contrae un músculo, la membrana externa (*sarcolema*) de cada fibra muscular reclutada se despolariza y repolariza generando el biopotencial de EMG. Esta actividad eléctrica deberá atravesar un conjunto de tejidos del cuerpo, al que referiremos como volumen

conductor, hasta llegar a los electrodos ubicados sobre la piel. Para medidas superficiales en donde el sensor está relativamente lejos de la fuente, el volumen conductor produce un efecto considerable conocido como *blurring* actuando como un filtro pasa-bajos espacial y temporal deformando notablemente la señal (Merletti and Parker (2004)).

Potencial de acción de fibra simple (SFAP)

El potencial de reposo que posee la membrana de una célula muscular es de aproximadamente -90 mV entre el medio intra-celular y el medio extra-celular. Cuando se da la orden de contraer el músculo, un potencial de acción arriba a la fibra muscular por la juntura neuromuscular y perturba el reposo del sarcolema. El potencial de la membrana entre los medios intra- y extra-celular llega a tomar valores positivos de hasta 40 mV . Esta des-polarización se propaga como una onda a lo largo de toda la fibra muscular hasta llegar a los tendones, en donde se extingue y la fibra vuelve al reposo (Plonsey (1977)). La señal resultante de este fenómeno se conoce como potencial de acción intracelular de una fibra muscular, o simplemente potencial de acción de fibra simple (SFAP). El SFAP es una onda viajera que varía su amplitud tanto en el tiempo (si se observa el potencial durante una ventana de tiempo sobre un punto espacial de la fibra), como en el espacio (si se observa el potencial a lo largo de la fibra en un instante de tiempo). La relación entre estas variables será la velocidad con la que se propaga el potencial de acción sobre la fibra. Este parámetro se conoce como velocidad de conducción (CV) o velocidad de propagación, y su valor típico ronda los 4 m/s . En la figura 2.3 se puede observar la forma de onda de un SFAP simulado a lo largo de la fibra en función del espacio, obtenida gracias a la aproximación algebraica de la ecuación 2.1 propuesta en Rosenfalck (1969),

$$V_m(z) = 96z^3e^{-z} - 90. \quad (2.1)$$

Potencial de acción de unidad motora (MUAP)

La razón por la cual el EMG medido no corresponde a un SFAP, es porque cuando se realiza una contracción muscular no se activan fibras individuales. Por el contrario, la orden llega a una unidad motora (MU), que consiste en una motoneurona y el conjunto de fibras que esta inerva (Merletti et al. (2008)). Cuando se activa la motoneurona de una MU, las fibras que pertenecen a esa MU se activan casi en simultáneo, generando un potencial de acción de unidad motora (MUAP). Un MUAP es la actividad muscular más pequeña que puede medirse con electrodos superficiales y corresponde a la contribución del conjunto de SFAPs (Griep et al. (1978)).

Siguiendo con la misma idea, la señal de sEMG total medida en el electrodo superficial es la suma lineal de la activación de cientos de MU que pertenecen al músculo involucrado en la contracción. El principio de superposición es aplicable gracias a la naturaleza lineal de los tejidos biológicos (Day and Hulliger (2001)).

La activación o reclutamiento de una MU durante una contracción no genera una única MUAP con sus fibras, sino que estas reciben un patrón de disparos consecutivos a lo largo del tiempo de la contracción, generando trenes

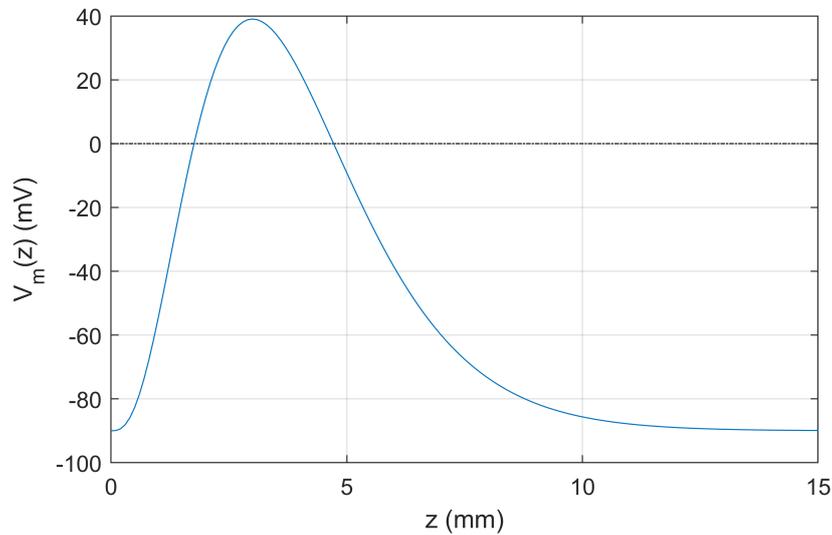


Figura 2.3: Simulación de un potencial de transmembrana $V_m(z)$ de un SFAP a lo largo de una fibra muscular.

de MUAPs. La actividad eléctrica de una contracción estará modulada por la cantidad de MUs reclutadas y por los cambios en la tasa de disparos de cada una de ellas (Lowery (2016)). En la figura 2.4 se puede observar un modelo esquemático que representa la construcción de la señal de EMG superficial a partir de un conjunto de MUs que atraviesan los tejidos hasta llegar a los electrodos ubicados sobre la piel.

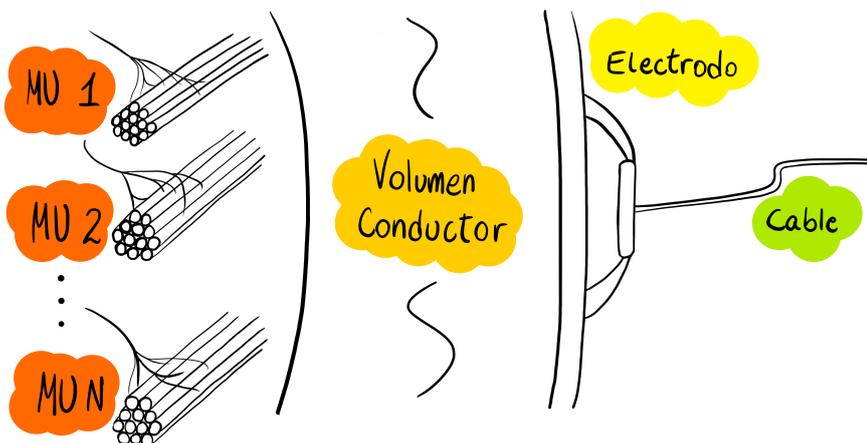


Figura 2.4: Construcción de la señal de EMG a partir de MUAPs.

En la figura 2.5 se muestra un ejemplo de señal de sEMG, obtenida de una serie de tres contracciones voluntarias, medida como la diferencia de potencial entre dos electrodos superficiales.

Conociendo el origen del sEMG y las características eléctricas de la señal,

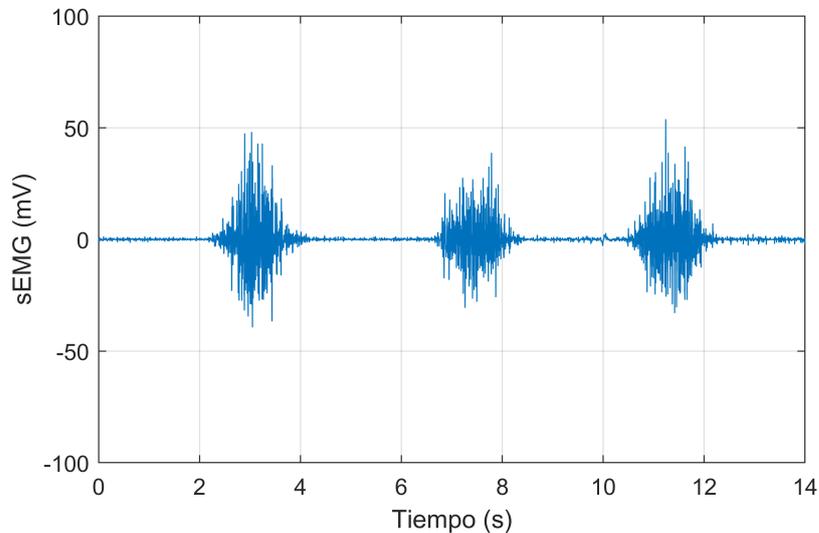


Figura 2.5: Registro de una señal de EMG superficial.

en la sección siguiente se describirán los electrodos utilizados para su medición.

2.2. Electrodos

Dentro de la diversidad de electrodos que existen en la actualidad para la medición de estas señales biológicas, la invasividad es una característica crucial que los clasifica. Los electrodos **invasivos**, como son los tipo aguja o los micro-electrodos, son ampliamente utilizados en el ámbito clínico por su alta selectividad espacial o foco en la zona en la que son colocados, permitiendo medir señales muy pequeñas y localizadas cerca de la fuente. Sin embargo, el uso de estos electrodos requiere de profesional especializado para su colocación y mantenimiento, presenta incomodidad y molestias sobre el usuario o paciente, y puede presentar riesgos de infección entre otros posibles efectos adversos (Daube and Rubin (2009)). Por otro lado, los electrodos **no-invasivos** se posicionan simplemente sobre la superficie de la piel, son fáciles de colocar, no generan dolor y no requieren de personal especializado (Spinelli and Haberman (2010)). Sin embargo, a diferencia de los electrodos invasivos que se ubican más próximos a la fuente y su área de contacto es más reducida, los electrodos no-invasivos miden la actividad eléctrica global que hay debajo de ellos perdiendo selectividad espacial o foco local en la medición.

Modelo de electrodo superficial

La disposición de un electrodo sobre la piel produce interfaces entre las distintas capas de materiales, cuyas características eléctricas son cruciales para la instrumentación biomédica. En la figura 2.6 se muestra un diagrama esquemático de un electrodo aplicado sobre la piel.

Una forma simplificada de considerar la piel es usando dos capas: la capa externa denominada epidermis, y la capa interna llamada dermis. En la

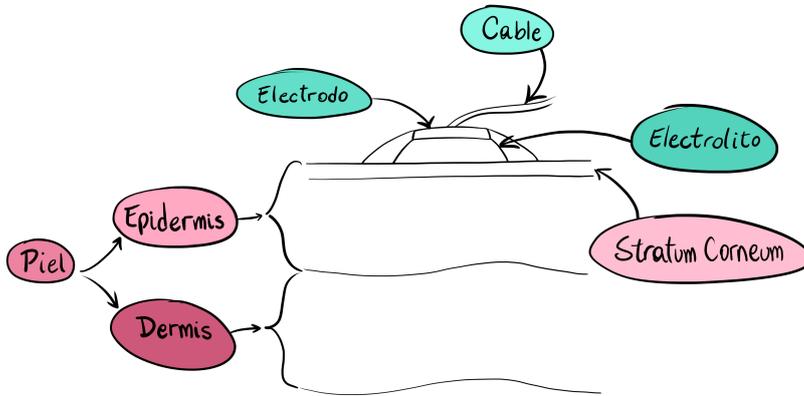


Figura 2.6: Electrodo superficial sobre la piel.

epidermis se encuentra la capa más externa de la piel conocida como *stratum corneum*, que es donde hace contacto el electrodo/electrolito.

El material metálico más utilizado para la construcción de electrodos es Ag/AgCl (electrodos de plata recubiertos de cloruro de plata), aunque existen otras alternativas como el acero inoxidable o incluso goma conductora. El electrolito es usualmente un gel o pasta conductora que favorece el intercambio entre los iones del biopotencial superficial y la placa conductora del electrodo.

Los electrodos superficiales se pueden clasificar en tres sub-tipos: los electrodos húmedos, los electrodos secos y los electrodos capacitivos. La diferencia principal de los electrodos secos frente a los húmedos es que no requieren pasta conductora para su uso, sino que se realiza el contacto directo entre el metal del electrodo y el *stratum corneum*. Aunque la medición puede resultar más desafiante, la practicidad ganada con los electrodos secos al prescindir de la colocación de gel es de gran valor dentro del paradigma vestible. Además, se ha demostrado que luego de un tiempo de uso, la propia transpiración generada en la zona de contacto favorece la interacción al igual que lo haría un electrolito de gel conductor. Por su parte, los electrodos capacitivos no solo omiten el electrolito sino que también aíslan el metal de la piel midiendo a través de un dieléctrico. Llevando la medición vestible a un nivel superior, trabajos recientes han desarrollado sensores capacitivos que pueden medir incluso a través de algodón, por ejemplo encima de una remera. Algunos ejemplos de electrodos superficiales se muestran en la figura 2.7. Los electrodos (a) y (b), que requieren o utilizan un electrolito húmedo para su funcionamiento, son ejemplos comerciales de electrodos húmedos. Los electrodos (c) y (d) son ejemplos de electrodos secos y capacitivos, respectivamente, desarrollados para investigación que no requieren preparación de la piel y contienen electrónica integrada *ad-hoc*. Los electrodos que poseen circuitos electrónicos activos incorporados se denominan **electrodos activos** (Xu et al. (2017)).

La interfaz electrodo-piel que se forma al utilizar un electrodo superficial posee características eléctricas particulares que pueden modelarse con circuitos eléctricos lineales de parámetros concentrados (Geddes (1997)). En la figura 2.8 se muestra un modelo circuital simplificado para un electrodo superficial.

En primer lugar, se puede observar una fuente de tensión continua cono-



(a) Electrodo húmedo con gel conductor incorporado. (b) Electrodo seco que requiere limpieza y contacto de la piel con alcohol.



(c) Electrodo seco que no requiere tratamiento de la piel. (d) Electrodo capacitivo que mide a través de un dieléctrico transparente.

Figura 2.7: Electrodo superficiales.

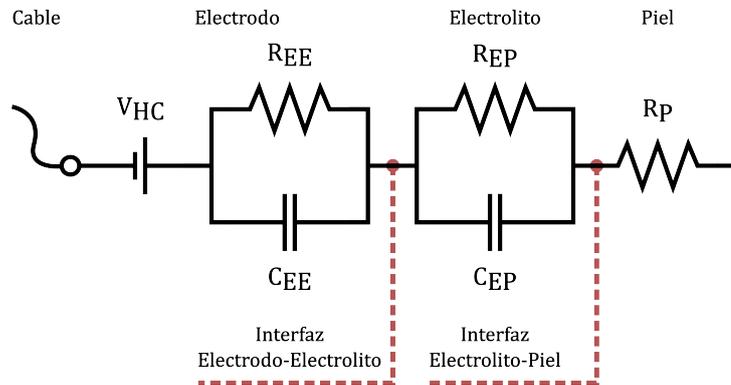


Figura 2.8: Modelo eléctrico de electrodo superficial.

cida como potencial de media celda (V_{HC}), originada por la interacción entre el metal del electrodo y el electrolito o la humedad de la piel. En la práctica, la magnitud de esta fuente constante puede tomar valores impredecibles incluso para electrodos similares, dentro de un rango que alcanza hasta los cientos de mV. Para el diseño de circuitos de instrumentación se suele utilizar $V_{HC} \approx \pm 150 \text{ mV}$ como valor de referencia. En el caso particular de electrodos

capacitivos, esta fuente es reemplazada por una capacitancia que puede variar desde los nano-faradios hasta los pico-faradios ($10^{-9} F$ a $10^{-12} F$).

En el modelo eléctrico también se puede observar que cada sub-interfaz involucrada está representada por un acoplamiento resistivo y uno capacitivo. Esto muestra que la impedancia de electrodo varía con la frecuencia, y sus magnitudes dependen del tipo de electrodo superficial. En el caso de electrodos húmedos, gracias a las propiedades eléctricas del gel conductor, la impedancia de la interfaz electrodo-electrolito se considera despreciable frente a la impedancia de la interfaz electrolito-piel, que puede tomar valores del orden de las decenas de kilo-ohms y nano-faradios ($10 k\Omega \parallel 10 nF$). Si se trata de un electrodo seco o capacitivo, la ausencia del electrolito hace que el modelo contenga solo una interfaz electrodo-piel pero con una impedancia mucho mayor, que puede tomar valores del orden de los mega-ohms y decenas de nano-faradios ($1 M\Omega \parallel 10 nF$) (Chi et al. (2010), Spinelli et al. (2016)).

Los valores reales de los parámetros son *a priori* inciertos por los múltiples factores que los afectan: el material y la forma del electrodo, el área y la presión de contacto, la composición electrolítica del gel y de la epidermis, el tiempo que estuvo el sensor aplicado sobre la piel, entre otros. Por lo tanto, para diseñar un sistema de medición de biopotenciales con electrodos superficiales, estos parámetros son considerados por su orden de magnitud.

El tan deseado paradigma vestible requiere principalmente del uso de electrodos superficiales. Los electrodos húmedos descartables de Ag/AgCl son los más ampliamente difundidos en aplicaciones médicas y de investigación. Por su parte, los electrodos secos y capacitivos se encuentran actualmente limitados a aplicaciones particulares como desarrollos científicos específicos, en sistemas de monitoreo para actividad física, o en dispositivos con PMI de uso recreativo.

2.3. Conclusiones

En este capítulo se realizó una introducción a los biopotenciales, su clasificación y aplicaciones generales. El futuro de la adquisición de biopotenciales lleva al camino del paradigma vestible, en donde se busca que la colocación y el uso del instrumento de medición sea de la manera más sencilla y robusta posible, que puedan utilizarse como una prenda de vestir y sin necesidad de personal especializado. Por lo tanto, el gran desafío planteado es lograr una adquisición vestible de biopotenciales superficiales.

Como esta tesis se enfoca en la medición particular del sEMG, se realizó un breve marco teórico de su origen definiendo los potenciales de acción de fibra simple y las unidades motoras. La activación de múltiples fibras que conforman múltiples unidades motoras generan la actividad eléctrica del EMG medible desde la superficie de la piel cuando se realiza una contracción muscular.

Los elementos fundamentales para medir sEMG son los electrodos, que funcionan como transductores transformando el biopotencial en una señal eléctrica adquirible con un instrumento de medida. Se mostró un esquema de las interfaces involucradas en la colocación de un electrodo sobre la superficie de la piel, junto a un modelo eléctrico compuesto por impedancias y un potencial de continua. Este modelo con los valores típicos de sus parámetros definirán las condiciones de diseño de los sistemas de adquisición que se describirán en los capítulos siguientes.

Capítulo 3

La instrumentación biomédica

Adquirir señales superficiales de EMG con un instrumento de medida conectado a electrodos presenta un conjunto de desafíos a resolver desde el punto de vista de la instrumentación. Para medir sEMG se requieren como mínimo dos nodos, como los bornes de conexión para las puntas de un voltímetro. La señal se puede medir como la diferencia de potencial entre estos dos nodos accesibles a través de electrodos superficiales como se muestra en la figura 3.1. Cada electrodo superficial aporta un potencial de continua y una impedancia serie al esquema de medida.

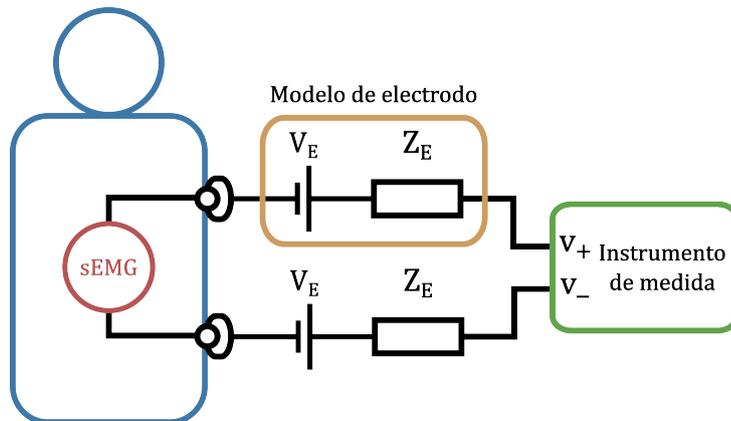


Figura 3.1: Esquema general del problema de instrumentación.

La señal analógica sensada ingresa al instrumento de medida en donde es digitalizada mediante un convertidor analógico-digital (ADC). Luego, podrá ser conservada, graficada o procesada digitalmente en una computadora o en un microcontrolador.

3.1. Rango dinámico, resolución y ancho de banda

Los primeros problemas que surgen al plantear el sistema de medida son que el instrumento debe poseer suficiente resolución, rango dinámico y ancho de banda para registrar la señal de interés. Las amplitudes del sEMG son relativamente pequeñas, y toman un rango amplio de valores que va desde

aproximadamente $10 \mu V$ hasta $1 mV$. A su vez, la combinación de los electrodos superficiales superponen un potencial de continua de hasta $\pm 300 mV$ que hace más exigente el rango de la medida. En general, las características de la señal junto a los electrodos superficiales sobrepasa las capacidades de los ADCs típicos que pueden encontrarse dentro de un microcontrolador.

La resolución de un ADC suele especificarse como la cantidad de bits (N) que posee. Por lo tanto, su rango de entrada (RE) es subdividido en 2^N niveles de tensión o escalones discretos, incluyendo los extremos. La resolución de la medida es la mínima variación de tensión que un ADC de N bits con un rango de entrada V_{RE} puede medir, y se puede calcular como

$$resolución = \frac{V_{RE}}{2^N - 1}. \quad (3.1)$$

Una resolución apropiada para la medición de sEMG deberá ser de al menos un orden menor a la señal más pequeña esperable, es decir del orden de $1 \mu V$ o menor.

Además de tener resolución suficientemente baja, es necesario tener un amplio rango dinámico para poder representar la señal apropiadamente en todo el rango de valores esperables. El rango dinámico de una señal es la relación entre la amplitud más grande (v_{max}) y la amplitud más chica (v_{min}) que puede tener, y se suele expresar en dB . El rango dinámico del EMG considerando valores de $v_{min} = 10 \mu V$ y $v_{max} = 1 mV$ es de aproximadamente $40 dB$. Sin embargo, el potencial de electrodo aumenta considerablemente el valor de v_{max} hasta $300 mV$, dando un rango dinámico mucho más exigente de $90 dB$.

Al igual que con la resolución, el instrumento de medida deberá contar con un rango dinámico superior para medir una amplitud mínima 10 veces menor que la esperada, es decir $v_{min} = 1 \mu V$. Esto resulta en una exigencia importante para el ADC, ya que deberá tener un rango dinámico de al menos $60 dB$ para mediciones de sEMG sin potencial de electrodo, y de $110 dB$ para mediciones con el potencial de electrodo incorporado. El rango dinámico de un ADC es la relación entre el máximo valor y el mínimo valor representable. Este parámetro relativo depende únicamente de la cantidad de bits N y puede calcularse como

$$rango\ dinámico = 20 \log(2^N - 1). \quad (3.2)$$

En la tabla 3.1, se muestran los rangos dinámicos y las resoluciones en tensión del ADC para valores típicos de N y de V_{RE} .

N	10 bits	12 bits	16 bits	24 bits
Rango dinámico	60,2 dB	72,2 dB	96,3 dB	144,5 dB
Resolución ($V_{RE} = 5 V$)	4,89 mV	1,22 mV	76,3 μV	298 nV
Resolución ($V_{RE} = 3,3 V$)	3,23 mV	806 μV	50,4 μV	197 nV
Resolución ($V_{RE} = 1,8 V$)	1,76 mV	440 μV	27,5 μV	107 nV

Tabla 3.1: Parámetros del ADC para distintos números de bits (N) y rangos de entrada (V_{RE}).

Se puede observar que la resolución deseada de $1 \mu V$ no es alcanzable con ADCs convencionales de 10, 12 o incluso 16 bits, teniendo que acudir a ADCs de alta resolución como son los de 24 bits. De igual manera, de la tabla 3.1 se puede observar que solo los ADCs de 24 bits logran un rango dinámico suficiente para medir la señal de sEMG superpuesta al potencial de los electrodo.

En la actualidad, existen al menos dos paradigmas o caminos a seguir ampliamente difundidos para solucionar estos problemas de resolución y rango dinámico, a partir de circuitos de acondicionamiento de señal.

Solución tradicional: consiste en acoplar la señal en alterna para desafectar el potencial de electrodo y reducir el rango dinámico necesario a $60 dB$, que es fácilmente alcanzable por ADCs convencionales (tabla 3.1). Luego, se realiza una amplificación de la señal para que su valor mínimo sea mucho mayor a la resolución del instrumento. Por ejemplo, para una ganancia de 1000 ($60 dB$) la señal más pequeña de sEMG a adquirir por el ADC sería del orden de $10 mV$, pudiendo medirse apropiadamente con la mayoría de las configuraciones de la tabla 3.1. Notar que si previamente no se desafecta el potencial de electrodo de $\pm 300 mV$ máximo, luego de la amplificación resultaría en $\pm 300 V$ saturando el sistema de medida (Neuman (1998), Spinelli et al. (2003)).

Solución sigma-delta: consiste en utilizar ADCs de alta resolución con tecnología sigma-delta de 24 bits. Estos ADCs modernos ya poseen suficiente rango dinámico y resolución en tensión para poder distinguir la señal de sEMG incluso superpuesta al potencial de continua de los electrodos. Esta solución permite adquirir la señal acoplada en continua y sin ganancia, o con una ganancia pequeña menor o igual a 10 ($20 dB$) (Neuman (2009), McKee et al. (1996)).

En la práctica ambas soluciones son viables, aunque se encuentran enfocadas a distintas aplicaciones. Las solución tradicional requiere de un procesamiento analógico para acondicionar la señal a un ADC más económico. Al requerir menores prestaciones, los ADCs que se pueden encontrar integrados a los microcontroladores suelen ser suficientes. A su vez, estos pueden estar enfocados al bajo consumo de energía, pudiendo alimentarse a baterías y tener suficiente autonomía para usarse durante horas (Catacora et al. (2018)).

Por su parte, los ADCs sigma-delta como el ADS1259 de Texas Instruments, son económicamente mucho más caros y poseen un consumo de energía mayor, aunque parte de su consumo es compensado por la ausencia de procesamiento analógico. A su vez, requieren de un sistema embebido que reciba las señales digitalizadas por el ADC. Otro ejemplo son los convertidores como el ADS1299 de Texas Instruments, que suelen utilizarse en la adquisición de sistemas multi-canales. Adquirir 8 canales de sEMG con el acondicionamiento de la solución tradicional puede resultar más costoso en fabricación y consumo que utilizar un ADC de alta resolución de 8 canales (Kurikov et al. (1997), Aksenov et al. (2001)).

Por último, el ancho de banda del instrumento será determinado por la frecuencia de muestreo temporal del ADC utilizado. Dado que la señal de sEMG está limitada en banda y alcanza hasta los $500 Hz$, para cumplir con el teorema de muestreo de Nyquist-Shannon, la tasa de muestreo deberá ser de al menos $1000 Hz$. Esta frecuencia de muestreo puede ser un limitante para sistemas de

adquisición que busquen implementar una aplicación adicional, como graficar la señal en tiempo real y/o transmitirla inalámbricamente.

3.2. Topologías básicas de medición

Como se nombró al comienzo del capítulo, los biopotenciales pueden medirse como la diferencia de potencial entre dos nodos tomados de electrodos superficiales. Sin embargo, el cuerpo de una persona se encuentra a un potencial flotante desconocido respecto a la referencia del instrumento de medida, y por lo tanto también la fuente de sEMG. Para que las señales medidas ingresen correctamente al instrumento deberán estar dentro de su rango de tensiones admisibles de entrada, es decir, deben estar en un punto de operación adecuado. Se puede establecer un potencial de referencia entre la fuente y el instrumento mediante distintas topologías o configuraciones del sistema de medida.

Medición single-ended

Una manera simple de referenciar la señal de sEMG al instrumento, es utilizar un electrodo como nodo de referencia y el otro como nodo de medida. Esta configuración de medida se conoce como topología *single-ended* (SE), y en la figura 3.2 se muestra un ejemplo de un instrumento de medida alimentado a V_{CC} por fuente simple (Prutchi and Norris (2005)). En primera instancia, el modelo eléctrico de electrodo superficial es omitido para simplificar la descripción de la topología, pero siempre debe ser tenido en cuenta para el diseño de estos sistemas.

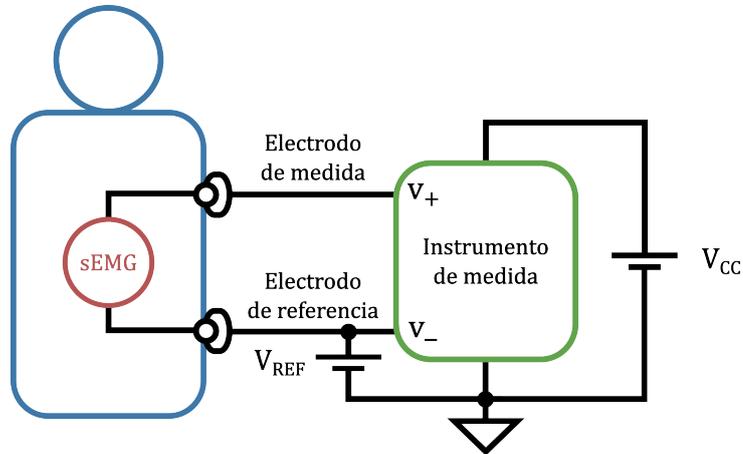


Figura 3.2: Esquema de medida de topología single-ended.

Para esta configuración, las tensiones de entrada del instrumento se encuentran referidas a su tierra (también llamada masa) y resultan

$$v_+ = sEMG + V_{REF} \quad v_- = V_{REF}. \quad (3.3)$$

La diferencia de potencial que mide el instrumento será

$$v_{medida} = v_+ - v_- = sEMG. \quad (3.4)$$

Para que las entradas v_+ y v_- del instrumento se encuentren en un punto de operación adecuado, se debe imponer un potencial de referencia V_{REF} que centre las señales dentro del RE. Si el RE del instrumento admite tensiones en todo su rango de alimentación (*rail-to-rail*) como puede ser de 0 V a V_{CC} , el potencial de referencia óptimo es $V_{REF} = V_{CC}/2$. De esta manera, la señal de sEMG tiene el mayor rango de excursión disponible para evitar saturaciones. Para instrumentos alimentados a fuente partida, como puede ser de $-V_{CC}$ a V_{CC} , el nodo de referencia se deberá conectar a la tierra del instrumento.

La principal ventaja de la topología SE es su simplicidad, ya que utiliza el mínimo número de electrodos y es muy sencilla de estudiar y diseñar. Por otro lado y a expensas de su simplicidad, su desventaja es que es un sistema desbalanceado y susceptible a interferencias. Aunque se desarrollará en detalle en secciones y capítulos siguientes, esto puede verse examinando los nodos de entrada del instrumento, en donde la entrada v_- pierde su alta impedancia de entrada y está fijo a una fuente de continua.

Medición diferencial

La topología de medición más utilizada en la instrumentación biomédica es la topología diferencial de tres electrodos (Spinelli and Guerrero (2017)). Lo que propone esta configuración es darle el potencial de referencia al cuerpo mediante un tercer electrodo. De esta manera, se obtiene un sistema balanceado con dos electrodos de medida. Por tratarse de una medición con dos entradas independientes, la fuente de señal que entrega el cuerpo puede descomponerse en modo común (v_{CM}) y en modo diferencial (v_{DM}). En la figura 3.3 se muestra un esquema de medida con esta topología. Al igual que con la configuración SE, se omite el modelo eléctrico de electrodo superficial para simplificar su descripción.

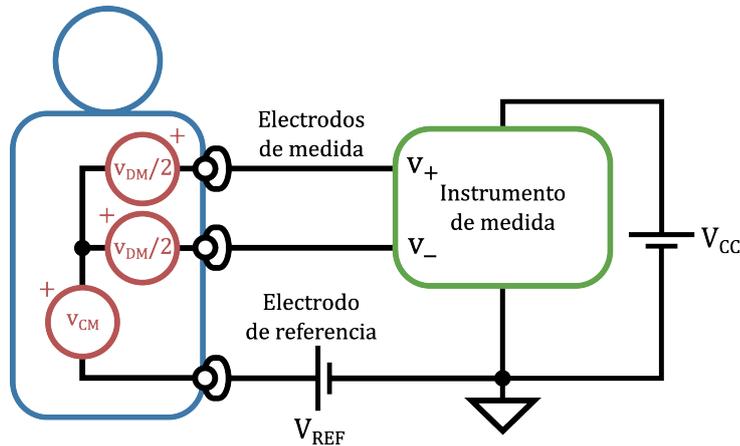


Figura 3.3: Esquema de medida de topología diferencial con tres electrodos.

Los potenciales en los nodos de entrada del instrumento de medición resultan

$$v_+ = V_{REF} + v_{CM} + v_{DM}/2 \quad v_- = V_{REF} + v_{CM} - v_{DM}/2. \quad (3.5)$$

Idealmente, solo la señal de sEMG se encuentra en el modo diferencial ($v_{DM} = sEMG$) y la señal de modo común es completamente rechazada. El potencial de referencia se sumará al modo común del cuerpo como fuente externa. Igual que con el sistema SE, la señal medida por el instrumento es

$$v_{medida} = v_+ - v_- = v_{DM} = sEMG. \quad (3.6)$$

Las topologías mostradas en esta sección son las más ampliamente difundidas para la medición de sEMG, aunque existen otras alternativas interesantes. En la literatura pueden encontrarse trabajos científicos que exponen diseños de topologías diferenciales con solo dos electrodos, en donde el potencial de referencia se logra imponer desde la impedancia de entrada del instrumento de medida (Spinelli and Mayosky (2005)). También existen topologías que combinan un mayor número de electrodos de medida, implementado configuraciones específicas para arreglos de electrodos. Por último, cada topología de medición puede replicarse para conformar un sistema multi-canal de adquisición. Estos sistemas multi-canales pueden armarse con topologías SE, diferenciales, o de orden superior. La referencia podrá ser impuesta por un electrodo común a todos los canales, o definirse para cada uno de ellos.

3.3. Interferencia electromagnética

Las medidas de biopotenciales son perturbadas por señales no deseadas producto de la interferencia electromagnética (EMI). Existen diversas fuentes de EMI, pero la principal proviene de la red de distribución de energía eléctrica ($220\text{ V}/50\text{ Hz}$) (Levkov et al. (2005)). Esto se debe a que su frecuencia fundamental y sus armónicos se encuentran dentro del ancho de banda de los biopotenciales, y principalmente del sEMG. Otros ejemplos de señales de interferencia que pueden hacerse presentes y perturbar las mediciones son las señales de alta frecuencia, como señales de radio o de telefonía celular, los armónicos particulares ocasionados por las luces con tubos fluorescentes, o luces leds que incluyen convertidores de alta frecuencia (Bollen and Olofsson (2015)).

En la instrumentación biomédica, el rechazo de EMI es un problema crucial a tener en cuenta para que las mediciones puedan realizarse correctamente. A pesar de ser un problema ampliamente estudiado en la bibliografía, el avance de la tecnología y la evolución de los dispositivos de adquisición al paradigma vestible hacen de éste un terreno fértil para novedosas soluciones superadoras.

Para analizar las formas en las que la fuente de EMI dominante, que es la tensión de red, perturba la medición de biopotenciales, se plantea el modelo eléctrico de acoplamientos capacitivos mostrado en la figura 3.4. Este modelo de parámetros concentrados es ampliamente difundido y utilizado en las principales publicaciones que estudian los fenómenos de interferencia (Huhta and Webster (1973), Metting van Rijn et al. (1990), Fernandez-Chimeno and Pallàs-Areny (2000)). Para describir los mecanismos de interferencia, se utilizará el modelo aplicado a una topología de medición diferencial convencional de tres electrodos.

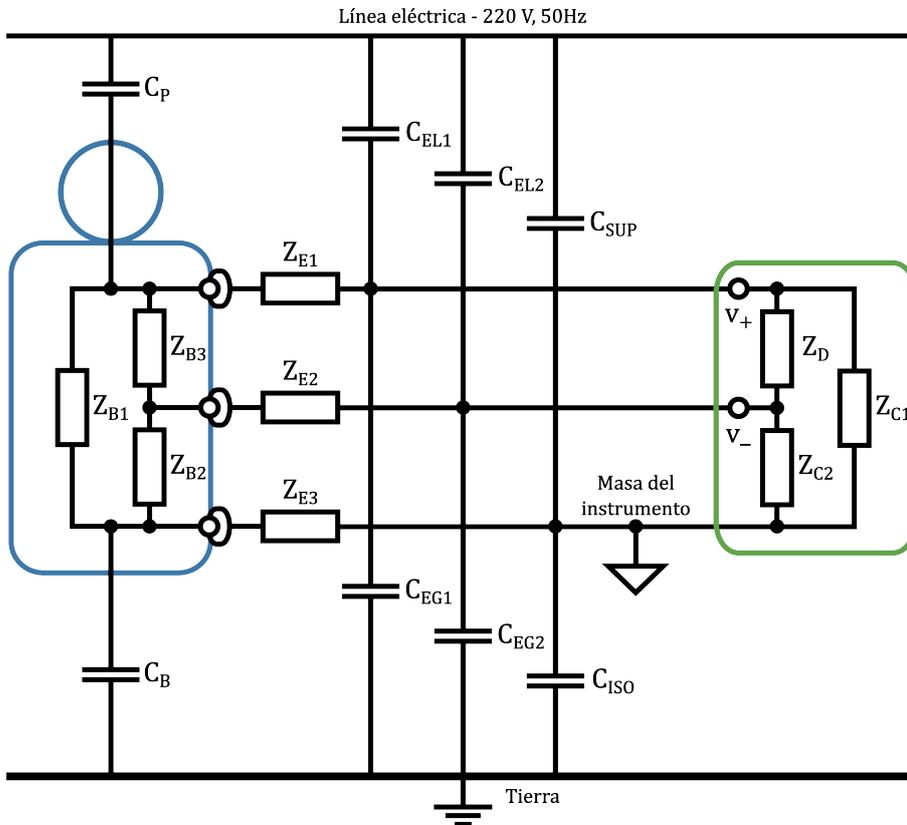


Figura 3.4: Modelo circuital de interferencia electromagnética aplicado a un sistema diferencial de tres electrodos.

Acoplamientos con el cuerpo

Entre el cuerpo de una persona y la línea eléctrica existe una capacitancia definida como C_P , así como entre el cuerpo y la tierra existe otra capacitancia definida como C_B (figura 3.4). El valor de C_P dependerá de la cercanía entre la persona y la fuente de EMI. En una oficina o en una habitación normal puede tomar valores del orden de 1 pF , mientras que en un espacio abierto lejos de la red de distribución eléctrica será prácticamente nula. Por su parte, la tierra posee un plano mucho más grande y el acoplamiento C_B será mucho mayor, del orden de 100 pF (Haberman et al. (2011)).

Por su parte, las impedancias internas del cuerpo Z_{B_i} son de muy bajo valor ($\approx 100 \Omega$) comparado con las demás impedancias y por este motivo, en el análisis de EMI el cuerpo suele considerarse como un volumen equipotencial (Pallàs-Areny and Colominas (1989)).

Dejando de lado la conexión con los electrodos, puede verse que solo por el cuerpo circula una corriente i_P , limitada principalmente por la capacitancia C_P , que genera una caída de potencial sobre Z_{B3} . La amplitud de esta tensión puede aproximarse como

$$v_{Z_{B3}} \approx \sqrt{2}V_L 2\pi f_L C_P Z_{B3}. \quad (3.7)$$

siendo $V_L = 220 V$ y $f_L = 50 Hz$ la tensión eficaz y la frecuencia de la línea eléctrica, respectivamente. Esta señal de interferencia puede tomar magnitudes cercanas a $10 \mu V$ y aparece directamente en el modo diferencial, por lo que se sumará a la señal de interés. En la ecuación 3.7 también pueden reemplazarse otras tensiones y frecuencias de línea, como pueden ser la de los armónicos.

Esta interferencia es prácticamente inherente a la medida dado que la red de distribución eléctrica se encuentra siempre en nuestro alrededor. Para minimizarla, se puede situar a la persona en un lugar más alejado a fuentes de línea eléctrica con el fin de disminuir la capacitancia C_P (Pallàs-Areny and Colominas (1989)), pero un equipo vestible debe ser capaz de operar en cualquier entorno. Sin embargo, en la medición de EEG y EMG, los electrodos pueden colocarse próximos entre sí (Castroflorio et al. (2005)), disminuyendo la impedancia Z_{B3} y el aporte de este tipo de interferencia, llegando incluso a ser despreciable. Los electrodos para las mediciones de ECG pueden estar más alejados, pero la amplitud de la señal de ECG es aún mayor y la interferencia puede resultar también despreciable.

Acoplamiento con los electrodos

Al igual que con el cuerpo, la línea eléctrica y la tierra se encuentran acopladas capacitivamente con los cables de conexión a los electrodos de medida (figura 3.4). Las corrientes de interferencia i_{ELi} que ingresan por las capacitancias C_{ELi} tomarán el camino de menor impedancia a tierra, que será por C_B en lugar de C_{EGi} . Recorrer ese camino implica atravesar las impedancias de electrodo Z_{Ei} y las impedancias del cuerpo Z_{Bi} , siendo estas últimas despreciables frente a las demás. Las amplitudes de las tensiones que se generan sobre los electrodos de medida resultan

$$v_{Z_{E1}} \approx \sqrt{2}V_L 2\pi f_L C_{EL1} Z_{E1}. \quad (3.8)$$

$$v_{Z_{E2}} \approx \sqrt{2}V_L 2\pi f_L C_{EL2} Z_{E2}. \quad (3.9)$$

Si los cables son aproximadamente iguales es razonable considerar que $C_{EL1} \approx C_{EL2} \approx C_{EL}$, pero aunque los electrodos sean iguales el desbalance de sus impedancias no es despreciable ya que depende de muchos más factores además de su construcción, como la forma en la que fueron colocados, la zona, la presión, la humedad de la piel, entre otros. Por lo tanto, esta interferencia proveniente de los acoplamientos de los cables producirá una tensión diferencial proporcional al desbalance de las impedancias de electrodo (ΔZ_E) cuya magnitud resulta

$$v_{EL} \approx \sqrt{2}V_L 2\pi f_L C_{EL} \Delta Z_E. \quad (3.10)$$

Considerando un valor aproximado de $C_{EL} = 0,1 pF$ y un desbalance para electrodos de $\Delta Z_E = 10 k\Omega$, se obtiene una interferencia de aproximadamente $100 \mu V$ de amplitud, que resulta inadmisibile para medidas de biopotenciales cuyos valores mínimos son del orden de las decenas de μV (Metting van Rijn et al. (1991)).

Para minimizar la magnitud de esta interferencia se deberá disminuir C_{EL} y/o ΔZ_E . El desbalance en las impedancias de los electrodos es del orden de la magnitud de la misma, por lo que una manera de disminuir su valor es utilizar

electrodos de baja impedancia, iguales y colocados de la manera más parecida posible, como pueden ser electrodos húmedos estandarizados. Esta estrategia no es atractiva para dispositivos enfocados al paradigma vestible, en donde su colocación debe ser fácil y rápida como con electrodos secos.

Por otro lado, disminuir C_{EL} es posible mediante técnicas de instrumentación, para lo cual existen al menos dos soluciones. Una de ellas consiste en realizar un mallado de los cables de medida para blindar el conductor y así impedir el acoplamiento capacitivo. Visto de otra manera, es una forma de interceptar las corrientes de interferencia y darles un camino a la masa del circuito sin que perturben la medida. Utilizar un mallado conectado directamente a la masa del circuito se conoce como **guarda pasiva**. Sin embargo, incorporar una guarda pasiva degrada la impedancia de entrada del instrumento debido a la capacitancia parásita que se genera entre la malla y el conductor central. La forma de conservar la protección del mallado evitando degradar la impedancia de entrada es implementar una **guarda activa**, es decir, conectar el blindaje al mismo potencial que el conductor interno mediante un circuito *shield-driver* usando amplificadores operacionales (OAs) como se muestra en la figura 3.5a (Spinelli (2007)). Puede notarse que la corriente de EMI debido a C_{ELi} tiene un camino de baja impedancia por la malla hasta las salidas de baja impedancia de los OAs configurados como *buffers*.

Utilizar cables mallados es una solución muy empleada, pero no resulta práctico en los dispositivos vestibles. Los cables pueden ser muy costosos, se debe tener el cuidado de que el mallado no se dañe, son poco flexibles para maniobrar, y aún así requieren de un circuito adicional para no degradar la impedancia de entrada del instrumento.

Otra solución para rechazar esta interferencia consiste en utilizar **electrodos activos**, incorporando un buffer al electrodo superficial como se muestra en la figura 3.5b. De esta manera, en vez de atravesar las impedancias de electrodo, las corrientes de interferencia que ingresan a los cables conductores poseen un camino de baja impedancia a las salidas de los OAs. Es necesario que el buffer esté lo más cerca posible al electrodo superficial para evitar acoplamientos capacitivos intermedios y mejorar la eficacia de la técnica.

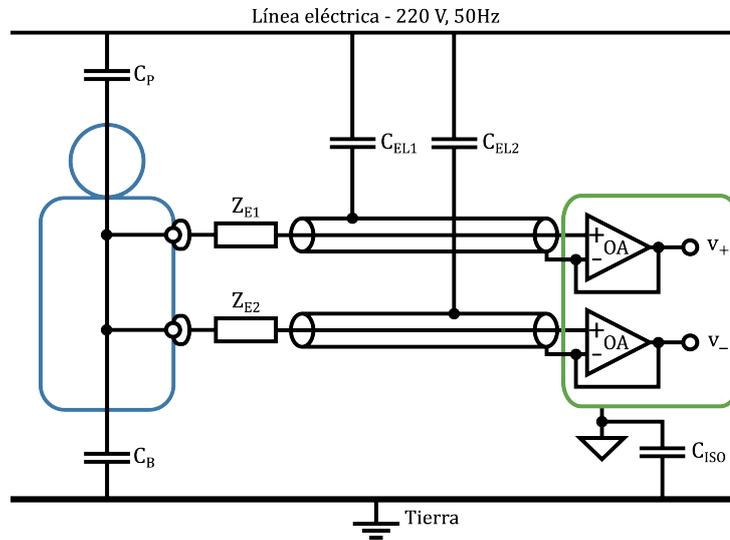
Esta alternativa es mucho más atractiva ya que, además de rechazar EMI con su baja impedancia de salida, funciona como front-end de alta impedancia de entrada. Como ventajas adicionales, es una solución muy sencilla de bajo costo y mantenimiento prácticamente nulo. Los OAs utilizados para fabricar electrodos activos deberán contar con características apropiadas para la adquisición de biopotenciales.

Acoplamiento magnético

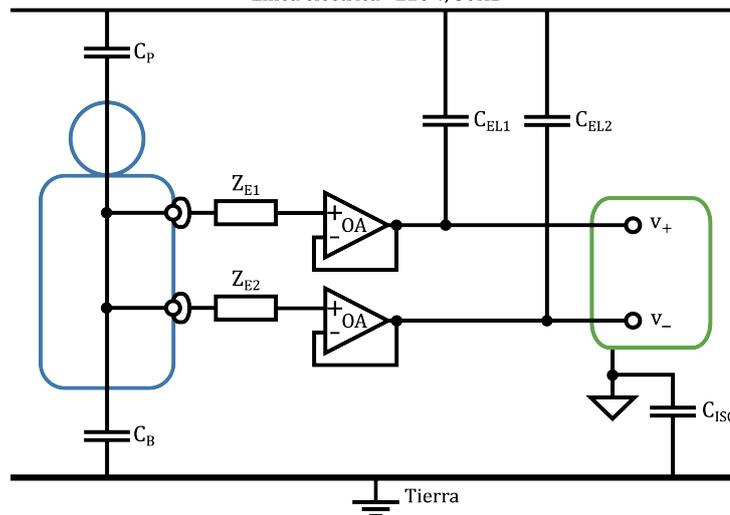
Los electrodos de medida generan lazos cerrados entre el instrumento de medida y el cuerpo. Si un campo magnético variable atraviesa los bucles, se inducirán fuerzas electromotrices que se presentarán como señales de modo diferencial directamente sumadas a la señal de interés.

La magnitud de la interferencia generada por un campo magnético sinusoidal de amplitud B y frecuencia ω que atraviesa perpendicularmente el área S de un lazo cerrado es

$$\epsilon = B\omega S. \quad (3.11)$$



(a) Técnica de mallado activo.
Línea eléctrica - 220 V, 50Hz



(b) Técnica de electrodo activo.

Figura 3.5: Rechazo de interferencias por acoplamiento capacitivo a los cables de los electrodos de medición.

El campo magnético en una habitación no acondicionada puede ser del orden de los 300 nT , que dentro de un área $S = 0,2 \text{ m}^2$ a una frecuencia de 50 Hz equivalen a $20 \mu\text{V}$ de amplitud de interferencia.

Una forma sencilla de disminuir ϵ es reducir el área del lazo trenzando los cables de los electrodos de medida. A su vez cada vuelta o trenza sirve para compensar los pequeños ϵ inducidos por un mismo lazo en sentido contrario. El trenzado debe aplicarse hasta la conexión con los electrodos superficiales donde, en el caso de sEMG, la distancia entre electrodos es mínima y no produce un área de lazo considerable. Llevando a cabo esta técnica, es posible reducir esta

interferencia a niveles despreciables sin mayor dificultad (Wood et al. (1995), Yamamoto and Nakamura (1998)).

Transformación de modo común a modo diferencial

La fuente de interferencia de la línea eléctrica y sus mecanismos de intervención en la medida no solo afectan al modo diferencial, en donde perturba directamente la señal de interés, sino que también aparece en el modo común del sistema de medida.

Para comprender cómo la interferencia aparece en el modo común, en la figura 3.6 se presenta un esquema simplificado del modelo de interferencia para una adquisición diferencial con tres electrodos. En este esquema, la capacitancia entre la línea eléctrica y la masa del instrumento (C_{SUP}) fue omitida, ya que es mucho menor a C_P debido a que la superficie del instrumento de medida es mucho menor que la del cuerpo de la persona (Wood et al. (1995), Spinelli and Mayosky (2005)). Por lo tanto, en este caso la interferencia ingresará al sistema de medida a través de C_P como una corriente i_P .

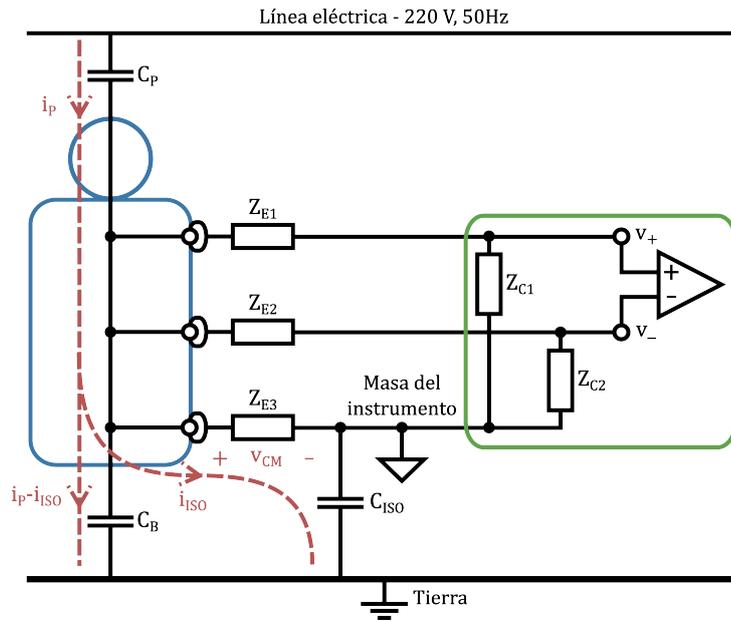


Figura 3.6: Esquema de interferencia por transformación de modo común a modo diferencial.

La tensión de modo común v_{CM} corresponde a la caída de potencial a través de la impedancia del electrodo de referencia Z_{E3} , y está dada por

$$v_{CM} = i_{ISO} Z_{E3} \quad (3.12)$$

donde la corriente de aislación i_{ISO} es la fracción de la corriente de desplazamiento i_P que circula por la impedancia de aislación del instrumento (C_{ISO}). Se observa en la figura 3.6 que las corrientes que pueden derivar por los electrodos de medida son despreciables, ya que las impedancias de entrada de CM

del instrumento son mucho mayores a la impedancia del electrodo de referencia ($Z_{Ci} \gg Z_{E3}$). La magnitud de v_{CM} puede tomar valores de hasta cientos de mV para casos desfavorables de impedancias de electrodo y corriente de aislación.

Estas amplitudes de interferencia podrían considerarse absolutamente inaceptables si se encontraran sumadas de forma directa a la señal diferencial pero al encontrarse en el modo común podrían ser rechazadas completamente por una topología balanceada ideal. No obstante, existen mecanismos que pueden transformar una fracción de la señal de modo común a modo diferencial (Huhta and Webster (1973), Metting van Rijn et al. (1991)).

Efecto divisor de potencial

La transformación de modo común a diferencial conocida como el *efecto divisor de potencial* se debe al desbalance entre las impedancias de electrodo Z_{E1} y Z_{E2} . Los potenciales en los nodos de entrada del amplificador debido a v_{CM} serán

$$v_+ = v_{CM} \frac{Z_{C1}}{Z_{E1} + Z_{C1}}, \quad (3.13)$$

$$v_- = v_{CM} \frac{Z_{C2}}{Z_{E2} + Z_{C2}}. \quad (3.14)$$

Considerando que las impedancias de modo común de entrada del instrumento son aproximadamente iguales ($Z_{C1} \approx Z_{C2} \approx Z_C$), se puede obtener la señal diferencial que ingresa al instrumento de medida en función del desbalance de las impedancias de electrodo (ΔZ_E) como

$$v_{DM} = v_+ - v_- \approx v_{CM} \frac{\Delta Z_E}{Z_C}. \quad (3.15)$$

Notar que la impedancia de entrada de modo diferencial (Z_D) no fue considerada en el esquema simplificado de la figura 3.6 ya que es simplemente una impedancia de carga para la tensión medida entre v_+ y v_- .

Por ejemplo, usando la ecuación 3.15 se puede observar que para $v_{CM} = 100 \text{ mV}$, $\Delta Z_E = 10 \text{ k}\Omega$ y una capacitancia de entrada de modo común $C_{IN} = 4 \text{ pF}$ asequible con electrodos activos se obtiene una interferencia del orden de $1 \text{ }\mu\text{V}$. En caso de tener más interferencia de modo común o un desbalance ΔZ_E mayor, se podrá optar por buscar un dispositivo con mayor impedancia de entrada Z_C , o aplicar técnicas de instrumentación que logren aumentarla. También es recomendable utilizar pares de electrodos iguales e idénticamente colocados para disminuir su desbalance.

CMRR del instrumento

Otro mecanismo de transformación de modo común a modo diferencial ocurre por las limitaciones del amplificador diferencial utilizado en el instrumento de medición, encargado de hacer la diferencia de los nodos de entrada. Si se trata de un amplificador con una salida simple (v_o), se puede definir una ganancia de modo diferencial G_D que tomará la señal de sEMG, y una ganancia de modo común G_C que rechazará la señal de modo común (Pallàs-Areny and

Webster (1999)). Idealmente se busca $G_C = 0$, pero en la práctica este factor toma un valor muy pequeño. La salida del amplificador será

$$v_o = v_{DM}G_D + v_{CM}G_C, \quad (3.16)$$

Sacando la ganancia G_D como factor común, se puede definir la relación de rechazo de modo común (CMRR) como

$$CMRR = G_D/G_C. \quad (3.17)$$

Reescribiendo la ecuación 3.16, la salida del amplificador resulta

$$v_o = G_D(v_{DM} + \frac{v_{CM}}{CMRR}). \quad (3.18)$$

Lógicamente, mientras mayor sea el factor CMRR, menor será el aporte del modo común a la salida del amplificador. Por ejemplo, si se tiene un $v_{CM} \approx 100 \text{ mV}$, será necesario un $CMRR \geq 100 \text{ dB}$ para que su aporte sea del orden de $1 \text{ } \mu\text{V}$ o menor. El parámetro de CMRR del instrumento dependerá de las características internas del amplificador y los desbalances del mismo.

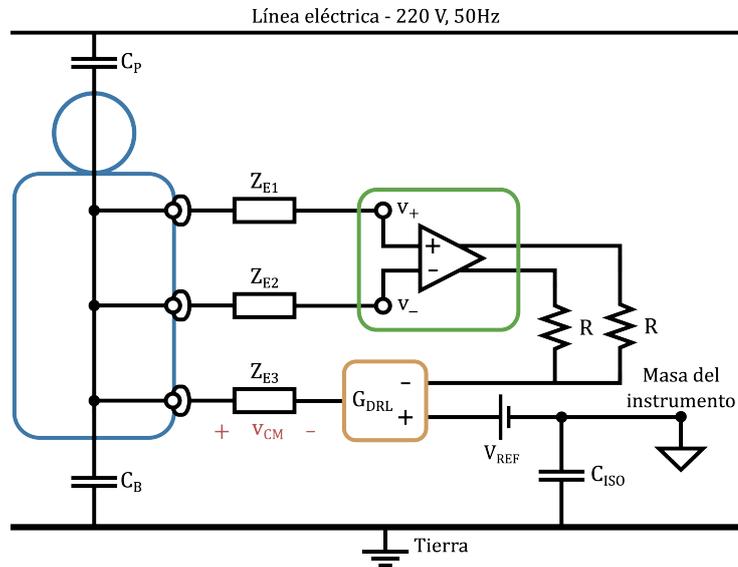
Reducción activa del modo común

La tensión de modo común perturbará la señal diferencial de interés mediante los desbalances de los electrodos y los desbalances internos del instrumento de medida. De las ecuaciones 3.15 y 3.18, puede obtenerse la tensión de EMI total debido a estas transformaciones de modo referida a la entrada como

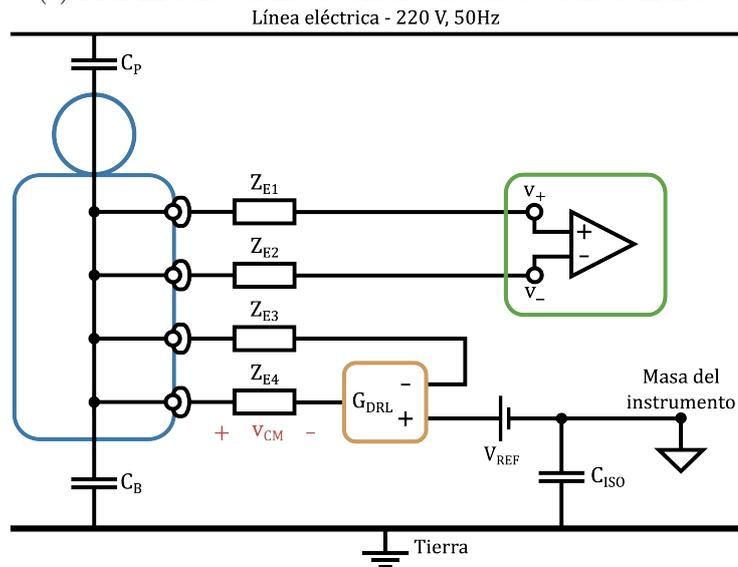
$$v_{EMI} \approx v_{CM}(\frac{\Delta Z_E}{Z_C} + \frac{1}{CMRR}). \quad (3.19)$$

Ambos mecanismos pueden tratarse por separado en función de los parámetros particulares que los afectan. La desventaja de esta situación es que por más que se consigan instrumentos con un CMRR suficientemente alto, el efecto divisor de potencial seguirá siendo un factor limitante para la interferencia total. A su vez, el desbalance ΔZ_E puede tomar magnitudes altas e impredecibles en dispositivos vestibles que utilizan electrodos secos. Para que las tensiones de modo común del orden de 100 mV no afecten considerablemente la medición, tanto el CMRR como la relación entre Z_C y ΔZ_E deberá ser del orden de 100 dB . En un caso desfavorable de desbalances para electrodos húmedos, incluso los electrodos activos pueden no ofrecer suficiente impedancia de entrada Z_C para minimizar el efecto divisor de potencial.

Una solución ampliamente difundida en la instrumentación biomédica consiste en reducir directamente v_{CM} con circuitos activos realimentados conocidos como **driven-right-leg (DRL)** (Winter and Webster (1983), Levkov (1982), Levkov (1988)). Estos circuitos son amplificadores que miden el modo común del cuerpo, que deberá estar al potencial de referencia V_{REF} más la tensión v_{CM} , y lo comparan con el potencial de referencia como se muestra en la figura 3.7. El modo común del cuerpo podrá medirse desde el instrumento de medida (figura 3.7a), o utilizando un electrodo adicional (figura 3.7b). Realimentando su salida por el electrodo de referencia puede anularse la caída de potencial sobre Z_{E3} .



(a) DRL midiendo el modo común a la salida del instrumento.



(b) DRL midiendo el modo común con un electrodo adicional.

Figura 3.7: Reducción de la tensión de modo común con DRL.

La atenuación de v_{CM} por el circuito DRL será aproximadamente igual a la ganancia de su amplificador (G_{DRL}), dando un modo común resultante

$$v_{CM} \approx \frac{v_{CM \text{ sin DRL}}}{G_{DRL}}. \quad (3.20)$$

Transformación de modo aislante a modo diferencial

De la misma forma que ocurrió con el modo común, se puede definir la tensión de modo aislante v_{ISO} referida a tierra como se muestra en la figura 3.8.

$$v_{ISO} = \frac{i_{ISO}}{sC_{ISO}}. \quad (3.21)$$

Esta fuente de EMI también es comandada por la corriente i_{ISO} pero la caída de potencial estudiada es sobre la impedancia de aislación C_{ISO} . De esta manera, la tensión del modo aislante puede tomar valores hasta decenas de Volts.

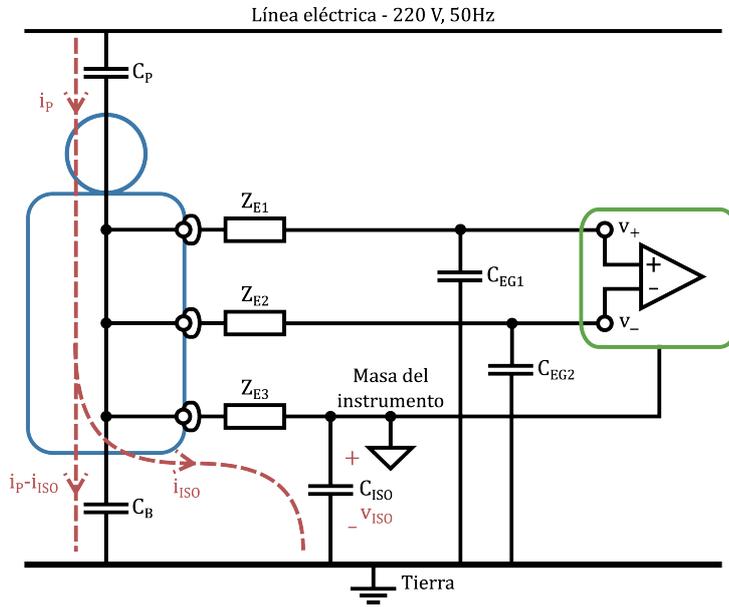


Figura 3.8: Esquema de interferencia por transformación de modo aislante a modo diferencial.

Como la fuente de interferencia está referida directamente a la tierra, el desbalance de los electrodos y las capacitancias de acoplamiento ($C_{EG1} \approx C_{EG2} \approx C_{EG}$) generan una transformación de modo análoga al efecto divisor de potencial (figura 3.8). La amplitud resultante de esta interferencia es

$$v_{DM} \approx v_{ISO} \frac{\Delta Z_E}{Z_{EG}} = v_{ISO} \Delta Z_E 2\pi f_L C_{EG}. \quad (3.22)$$

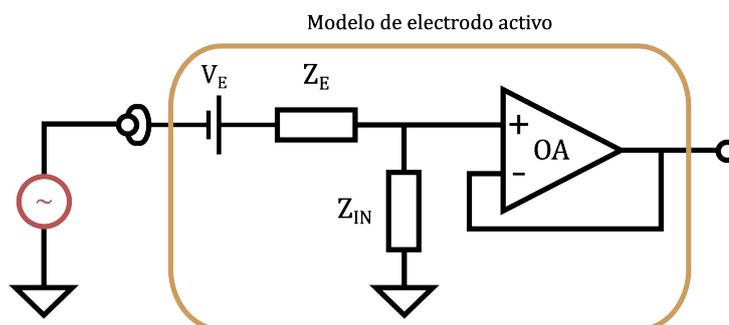
A modo de ejemplo, si se considera una tensión de modo aislante $v_{ISO} = 10 \text{ V}$, un desbalance $\Delta Z_E = 10 \text{ k}\Omega$ y una capacitancia de acoplamiento $C_{EG} = 10 \text{ pF}$, este mecanismo producirá aproximadamente $300 \mu\text{V}$ de interferencia. Una manera de evitarlo es utilizando cables mallados o electrodos activos para disminuir los acoplamientos C_{EG} de los electrodos como se mostró en la figura 3.5, llevando esta interferencia a niveles despreciables (Metting van Rijn et al. (1991)).

3.4. Impedancia de entrada

Otro inconveniente que se presenta en el esquema de medición de la figura 3.1 y que se detalla aún más en la figura 3.4, es la inserción del instrumento de medida. La impedancia de la fuente de sEMG estará dada principalmente por las impedancias de los electrodos superficiales, y su magnitud podrá variar dependiendo del tipo de electrodo utilizado. Para que la inserción del equipo de medición no afecte considerablemente la medida deberá tener una impedancia de entrada mucho mayor a las impedancias de electrodo.

La solución típica y más utilizada en los sistemas de adquisición consiste en diseñar una etapa analógica de entrada o front-end que reciba la señal de los electrodos de medida con alta impedancia de entrada. En la sección anterior se mostró que una manera muy sencilla de lograrlo es utilizar un OA configurado como buffer o seguidor de tensión, como se muestra en la figura 3.9a. También, se puede diseñar un amplificador no-inversor de alta impedancia de entrada y con una ganancia específica. En ambos casos, cada electrodo de medida se conectará a la entrada no-inversora del OA, cuya impedancia de entrada Z_{IN} puede tomar varios órdenes de magnitud mayores a la impedancia Z_E los electrodos.

Este circuito electrónico tan sencillo puede integrarse en el conector del electrodo superficial de medida, convirtiéndolo en un electrodo activo. En la figura 3.9b se muestra una implementación real de un electrodo seco activo.



(a) Circuito esquemático de electrodo activo.



(b) Implementación real de electrodo activo.

Figura 3.9: Electrodo activo configurado como buffer.

Si bien los OAs configurados como buffers presentan una impedancia de entrada alta para la medición de biopotenciales con electrodos superficiales

húmedos y secos, puede no ser suficiente para electrodos capacitivos o para electrodos secos con un contacto electrodo-piel defectuoso.

Buffer con impedancia de entrada aumentada

La impedancia de entrada de un OA puede ser muy alta, del orden de los giga-ohms ($10^9 \Omega$) para los que poseen tecnología BJT, o del orden de los tera-ohms ($10^{12} \Omega$) para los de tecnología CMOS o JFET. Sin embargo, esta impedancia de entrada decrece con la frecuencia debido a sus capacitancias de entrada.

Por tratarse de un circuito con entrada diferencial, la capacitancia de entrada de un OA se compone por la capacitancia de modo diferencial y la capacitancia de modo común, ambas del orden de los pico-faradios. La primera no influye significativamente en circuitos realimentados porque está definida sobre la tierra virtual del OA, pero la capacidad de modo común sí es un factor limitante. Una solución para reducir sus efectos es la **técnica de bootstrap de fuente**, que consiste en que todos los nodos del amplificador, incluyendo sus tensiones de alimentación, adopten incrementalmente el potencial de la entrada. De este modo, sin considerar el potencial de continua de los nodos, no existen cambios de potencial sobre las capacitancias y sus efectos son eliminados. Esta técnica permite conseguir capacitancias de entrada por debajo de las décimas de pico-faradios (Kootsey and Johnson (1973), Gagne and Poussart (1976), Bergveld (1978), Lányi and Pisani (2002)).

En el marco de esta tesis, se publicó un trabajo en donde se abordó el estudio e implementación esta técnica (Catacora et al. (2019)). El objetivo principal fue reducir la capacitancia de entrada de un amplificador comercial utilizando bootstrap de fuente. Para ello, se caracterizó experimentalmente un seguidor de tensión sin y con bootstrap de fuente, efectuando medidas de las pequeñas capacitancias de entrada. A continuación se muestra un breve marco teórico junto a la implementación de la técnica y los resultados experimentales obtenidos.

Técnica de bootstrap de fuente

Los modelos utilizados para las mediciones de capacidad de entrada con y sin bootstrap de fuente se muestran en la figura 3.10. La figura 3.10a corresponde a un circuito seguidor convencional alimentado con tensiones $\pm V_{CC}$. La capacitancia de modo común de entrada total (C_{IN}) es la suma de la capacitancia definida entre la entrada y los rieles de alimentación: $C_{IN} = C_{IN+} + C_{IN-}$. El circuito de la figura 3.10b incorpora el bootstrap de las tensiones de alimentación, que en este caso resultan

$$V_+ = V_S + V_{CC}, \quad V_- = V_S - V_{CC}. \quad (3.23)$$

Por lo tanto, incrementalmente estos nodos toman el valor de la tensión de entrada haciendo nula la diferencia de potencial sobre las capacitancias del circuito, en particular sobre C_{IN} , logrando así neutralizar sus efectos.

$$v_+ = v_S, \quad v_- = v_S. \quad (3.24)$$

En la ecuación 3.24, se utilizan minúsculas para identificar estas señales sin valor medio, es decir, independiente de su punto de operación.

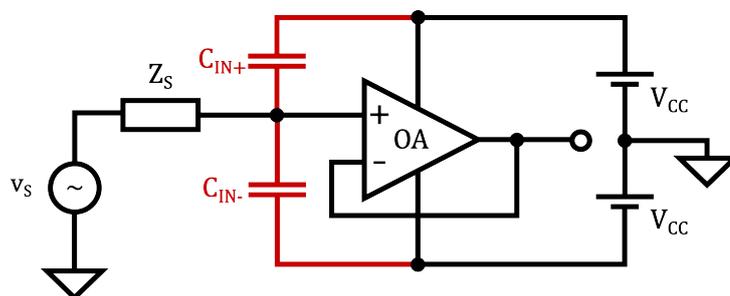
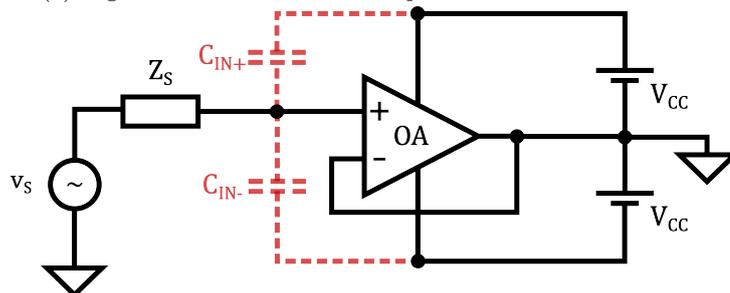
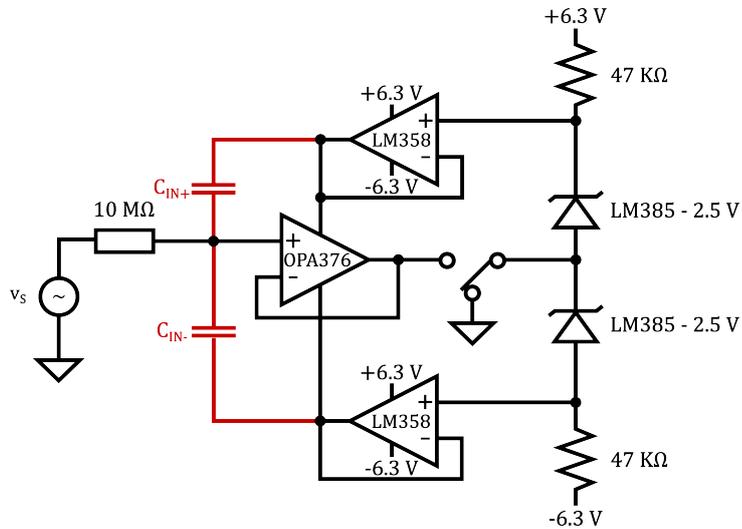
(a) Seguidor de tensión con las capacitancias de entrada C_{IN} .(b) Eliminación de las capacitancias C_{IN} mediante el bootstrap de fuente.

Figura 3.10: Modelos circuitales para el estudio del bootstrap de fuente.

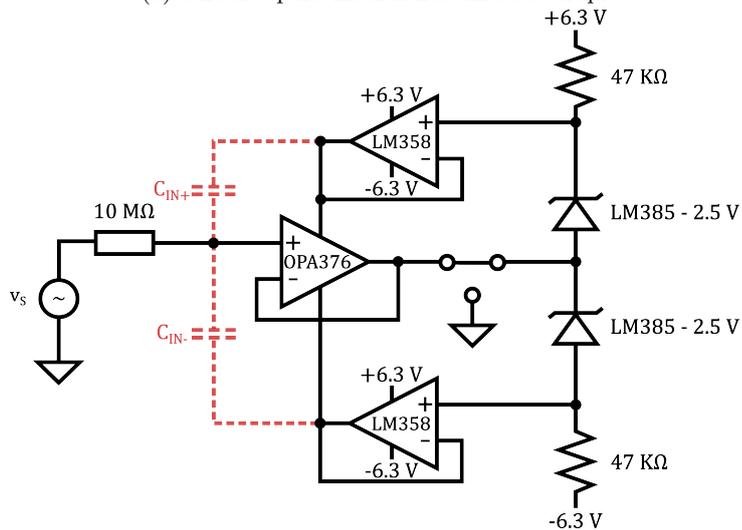
Para este trabajo, el OA bajo estudio fue el OPA376 de Texas Instruments ya que posee características apropiadas para medición de biopotenciales, como bajo nivel de ruido, baja corriente de polarización, alto CMRR, excursión rail-to-rail para la entrada y la salida, y bajo consumo. La impedancia de fuente Z_S utilizada para el divisor de tensión fue un resistor de $10\text{ M}\Omega$, dando como resultado en los modelos un filtro pasa-bajos de un polo seguido de una ganancia unitaria.

En la figura 3.11 se muestran los esquemáticos implementados para las mediciones. La etapa de alimentación se diseñó a partir de dos baterías de gel recargables de $6,3\text{ V}$ para evitar interferencias provenientes de la red de distribución eléctrica desde la fuente. Además, para que las mediciones sean consistentes, se tuvo el cuidado de suministrar la misma tensión de alimentación al OA en ambos casos de estudio (con y sin bootstrap), ya que el valor de la capacidad C_{IN} puede variar con la tensión de alimentación. Por lo tanto, se implementó una fuente partida regulada por dos diodos zener de $2,5\text{ V}$ seguidos por dos operacionales LM358 configurados como buffer, de manera que al implementar el bootstrap no haya más modificaciones en el circuito que conectar la salida del operacional con el punto medio entre los diodos.

Al momento de diseñar el circuito impreso se incorporó una guarda activa en la entrada no-inversora del operacional bajo estudio. Esta guarda permite evitar acoplamiento capacitivo de la entrada del OA con las demás pistas de la placa al conectarla a la salida del mismo dada su baja impedancia. Para validar su funcionamiento, se implementó el plano de guarda sin conexión a ningún nodo del circuito, dando así la posibilidad de comparar las mediciones



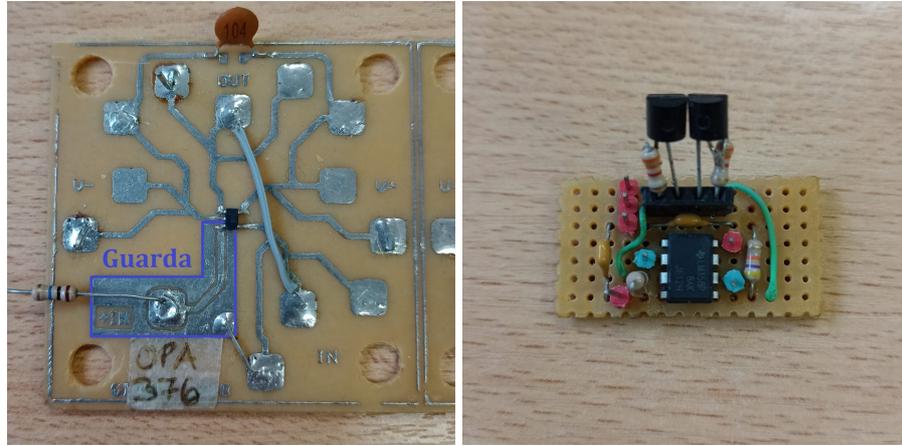
(a) Circuito para mediciones sin bootstrap.



(b) Circuito para mediciones con bootstrap.

Figura 3.11: Esquemas de los circuitos implementados para las pruebas experimentales.

con y sin ella. En la figura 3.12 pueden verse los circuitos implementados para los experimentos. La figura 3.12a muestra el OA bajo estudio con la guarda activa de protección incorporada en el diseño del circuito impreso (PCB). En la figura 3.12b se muestra un prototipo armado para las fuentes de bootstrap. Este cuenta con zócalos para cambiar los resistores junto con los diodos y pines para conectar la alimentación al OA bajo estudio. También posee pines que permiten fácilmente conectar el nodo entre los diodos a tierra, o conectarlo a la salida del OA



(a) Circuito del buffer con el OA OPA376 y la guarda de protección. (b) Circuito de las fuentes con los OAs LM358 y los diodos zener.

Figura 3.12: Circuitos fabricados para los experimentos.

Resultados experimentales

Las pruebas de banco comenzaron con la medición de la capacidad de entrada C_{IN} del operacional configurado como buffer alimentado a $\pm 2,5 V$. Para ello, se inyectó una señal sinusoidal y se caracterizó la respuesta en frecuencia. Como el modelo consta de un divisor RC y un amplificador de ganancia unitaria, se ajustó la frecuencia del generador para encontrar la atenuación de $3 dB$ y el desfase de 45° . Sabiendo que esta frecuencia de corte es $f_{3dB} = \frac{1}{2\pi RC_{IN}}$ y que R es de valor conocido, es posible estimar el valor de C_{IN} .

Esta medición se realizó primero sin guarda, y luego con la misma conectada a la salida del OA dando como resultado los valores de la tabla 3.2. Puede observarse que la guarda reduce C_{IN} en aproximadamente $0,54 pF$, provenientes de acoplamientos a trazos del circuito impreso.

Resultados experimentales	Sin guarda conectada	Con guarda conectada
Frecuencia de corte - f_{3dB}	4,50 kHz	5,30 kHz
Capacitancia de entrada - C_{IN}	3,54 pF	3,00 pF

Tabla 3.2: Resultados de las mediciones de C_{IN} con y sin guarda.

Habiendo validado el uso de la guarda, la siguiente prueba fue realizar las mismas mediciones con la implementación del bootstrap y corroborar la reducción de la capacidad C_{IN} . Sin embargo, en un primer intento de medir la señal de salida se encontró que el circuito presentaba oscilaciones, es decir, era inestable (Guerrero and Spinelli (2022)). Esto se debe a que contiene una realimentación positiva a través de las fuentes de alimentación. Para conseguir un circuito estable se adoptó una solución sencilla que consiste en agregar una resistencia en serie (R_Z) a cada diodo zener, buscando eliminar la oscilación a cambio de resignar la eficiencia del bootstrap. Las tensiones de alimentación ya

no seguirán exactamente a la tensión de entrada, sino que se verán afectadas por un factor α ligeramente menor que uno dado por el divisor resistivo (Guerrero and Spinelli (2018)).

$$v_+ = \alpha v_S, \quad v_- = \alpha v_S, \quad \alpha = \frac{47 \text{ K}\Omega}{R_Z + 47 \text{ K}\Omega}. \quad (3.25)$$

Por lo tanto, la capacitancia ya no se reducirá cuasi-infinitamente y se deberá adoptar un factor de reducción limitado en función del valor de la resistencia elegida. Se aclara que la reducción infinita de la capacitancia es un caso ideal, ya que aún sin el resistor R_Z colocado existe una pequeña resistencia serie al diodo debido a sus propias características constructivas y a la de los conductores. En estas condiciones, la capacidad de entrada resulta

$$C_{Bootstrap} = C_{IN}(1 - \alpha). \quad (3.26)$$

Se verifica que para R_Z nulo, el coeficiente α resulta unitario y por ende la capacitancia con bootstrap se anula. Buscando reducir C_{IN} en un orden de magnitud (aproximadamente a un 10% de su valor), se adoptó $R_Z = 3,3 \text{ k}\Omega$. El nuevo circuito implementado es mostrado en la figura 3.13.

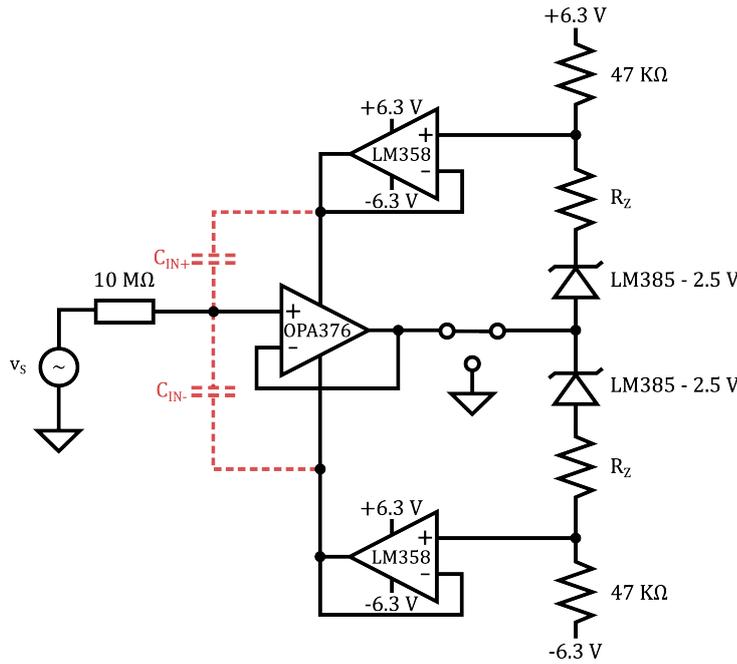


Figura 3.13: Circuito final utilizado para el bootstrap de fuente.

Repitiendo la medición de C_{IN} , utilizando el generador de señales y midiendo la frecuencia de corte con el osciloscopio, se verificó su reducción dando como resultado una capacitancia de entrada de $0,34 \text{ pF}$. En la figura 3.14 se muestra el resultado de la medida efectuada, haciendo uso de la guarda de protección.

Hasta ahora, las medidas se realizaron con un osciloscopio buscando la frecuencia de corte de 3 dB . Para validar hasta que frecuencia sirve el modelo



Figura 3.14: Señales de entrada y salida del circuito con bootstrap de fuente. Se observa que presenta una atenuación de 3 dB y un desfase de 45° a una frecuencia de 46,3 kHz.

de primer orden asumido, y al mismo tiempo las medidas realizadas de C_{IN} , se utilizó el analizador de señal dinámico 35670A de Agilent que permitió relevar la respuesta en frecuencia del sistema con y sin bootstrap.

En la figura 3.15a puede verse la respuesta del sistema sin bootstrap, donde la frecuencia de corte toma el valor que se predijo anteriormente. También puede observarse que el sistema se comporta como de primer orden hasta decenas de kHz. Si bien queda en discusión qué ocurre con el OA y su C_{IN} a altas frecuencias, la representación del modelo es satisfactoria en la banda de interés de los potenciales biológicos, ya que estos alcanzan a lo sumo centenas de Hz.

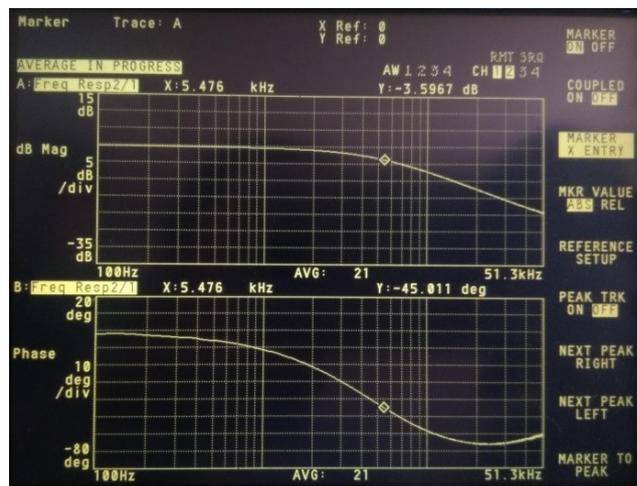
De igual manera se caracterizó el sistema con bootstrap de fuente obteniendo los resultados de la figura 3.15b, en donde verifica la frecuencia de corte calculada anteriormente. A su vez, el sistema verifica una respuesta en frecuencia de primer orden hasta decenas de kHz.

3.5. Conclusiones

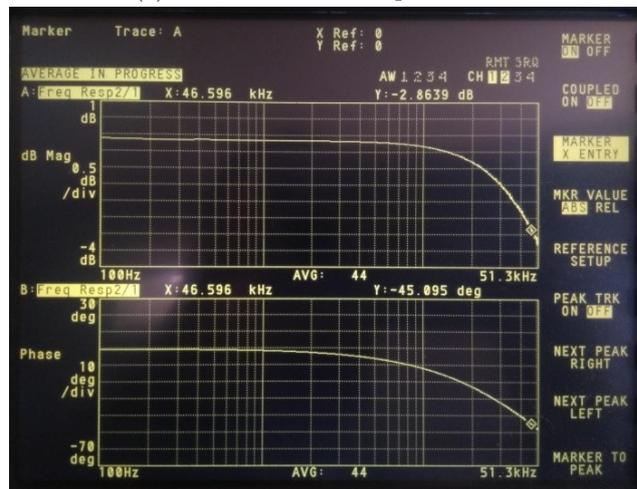
En este capítulo se detallaron los principales inconvenientes que surgen al intentar medir señales de sEMG a partir sus características eléctricas y de los parámetros de los electrodos superficiales.

En primer lugar, se mostraron las estrategias de medición enmarcadas en los paradigmas de la instrumentación biomédica. La solución tradicional consiste en utilizar un ADC de baja resolución combinado con un circuito de acondicionamiento que desafecte el potencial de electrodo y amplifique la señal considerablemente. La solución más moderna consiste utilizar un ADC de alta resolución de tecnología sigma-delta y medir la señal acoplada en continua. Se plantearon las especificaciones de resolución, rango dinámico y ancho de banda requeridos para el instrumento de medida.

También, se describieron las topologías convencionales de medición de biopotenciales para establecer un punto de operación adecuado. La configuración más sencilla es la topología single-ended, en donde se requieren solo dos elec-



(a) Sistema sin bootstrap de fuente.



(b) Sistema con bootstrap de fuente.

Figura 3.15: Respuestas en frecuencia del seguidor de tensión.

trodos de medida pero lleva a una medida desbalanceada. Por otro lado, la configuración más utilizada en la instrumentación biomédica es la topología diferencial de tres electrodos, en donde se logra una medida balanceada imponiendo la referencia con un tercer electrodo. El planteo de la topología diferencial permitió descomponer la fuente de señal en modo común y modo diferencial. En el modo diferencial se encuentra la señal de sEMG a medir, y el modo común será rechazado por el instrumento.

La interferencia electromagnética debido a los acoplamientos capacitivos con la red de distribución eléctrica es una fuente importante de perturbaciones en la medida de biopotenciales. Se detallaron numerosos mecanismos en los que la tensión de línea interfiere directamente con el modo diferencial e indirectamente a través de transformaciones de modo común, transformación de modo aislante o acoplamiento magnético. Se mostraron diversas soluciones

para estos problemas, como el uso de guardas activas, electrodos activos con altas impedancias de entrada y bajas impedancias de salida, o el trenzado de los cables de medida.

Por último, se mostró una aplicación de un electrodo activo con impedancia de entrada aumentada mediante la técnica de bootstrap de fuente. Pudo realizarse una caracterización de la capacidad de entrada de modo común de un OA configurado como buffer con y sin bootstrap. Se mostró que esta técnica puede presentar problemas de estabilidad y una solución simple es resignar su eficiencia en la reducción de C_{IN} . Para el OA utilizado se consiguió un circuito estable que reduce la capacidad de entrada al 10% de su valor. Como trabajo a futuro, se profundizará en el análisis de estabilidad de esta técnica y se buscará aplicarla a electrodos capacitivos para la medición de sEMG.

Capítulo 4

Sistemas multi-canales vestibles de electromiograma

Los conceptos mostrados en los capítulos anteriores aplicados a un instrumento de medida con un único canal de adquisición son extensibles a instrumentos de múltiples canales de adquisición (multi-canales). Al contar con mayor información, los sistemas de adquisición de biopotenciales multi-canales permiten realizar aplicaciones más complejas, tanto para uso clínico o científico como para entretenimiento o uso diario. En particular, la medición en simultáneo de múltiples señales de sEMG posee un amplio espectro de aplicaciones como el estudio y diagnóstico de enfermedades neuromusculares, o para uso más general en PMIs para comandar prótesis vestibles (Oskei and Hu (2007), Fang et al. (2015)). Cada canal de sEMG incorporado al dispositivo es un grado de libertad adicional que puede mejorar ampliamente el desempeño en una aplicación dada.

El paradigma vestibible sigue siendo de importancia en sistemas multi-canales, en donde son requeridas más de una señal medida para resolver el problema de aplicación. Incorporar canales de medición implica aumentar la complejidad general del sistema de adquisición. Algunos desafíos interesantes que presentan los sistemas multi-canales dentro del paradigma vestibible son:

- Lograr una relación de compromiso adecuada entre la robustez, comodidad, practicidad de uso del instrumento y utilizar la menor cantidad de electrodos superficiales posibles para su vestibilidad.
- Diseñar y fabricar circuitos de acondicionamiento para las múltiples señales analógicas que superen las problemáticas de la instrumentación biomédica de la forma más sencilla y eficiente posible.
- Adquirir y procesar digitalmente todas las señales de sEMG medidas en simultáneo adecuadamente cumpliendo con la frecuencia de muestreo y sin pérdidas en la transmisión de datos, así como la extracción correcta de información para la aplicación específica.

Los canales de adquisición podrán estar configurados con una topología de medición particular, como puede ser SE, diferencial, o incluso más complejas utilizando arreglos de electrodos. Cada señal medida ingresará a una entrada del ADC que cumplirá con las especificaciones de rango dinámico, resolución y

frecuencia de muestreo. Los ADCs pueden ser de entrada simple, que reciben fácilmente señales SE, o de entrada diferencial que están diseñados para recibir directamente señales diferenciales. Si se utiliza una configuración diferencial con ADC de entrada simple, deberá implementarse un acondicionamiento de las señales analógicas. Aunque son más costosos, los microcontroladores con ADCs integrados de entrada diferencial son cada vez más difundidos y fáciles de conseguir.

4.1. Potencial de referencia en sistemas multi-canales de sEMG vestibles

La configuración de medida más utilizada en estos sistemas multi-canales es la topología diferencial, en donde se registra la diferencia de potencial entre dos electrodos de medida y se utiliza un tercer electrodo de referencia que establece la tensión de modo común. Esta configuración es especialmente ventajosa para señales de sEMG ya que la distancia entre electrodos puede ser pequeña (de pocos centímetros) y es posible implementar sensores vestibles de tamaño reducido con electrodos activos, es decir que contengan los electrodos de medida y su front-end. El electrodo de referencia puede incluirse en el mismo sensor o ubicarse en otro lugar del cuerpo. Usualmente, los sistemas multi-canales utilizan un único electrodo de referencia para todas las mediciones, ya que el cuerpo puede considerarse aproximadamente equipotencial para el modo común (figura 4.1a). La tensión impuesta por la referencia puede ser el potencial de masa para sistemas alimentados con fuente partida, o $V_{CC}/2$ para aquellos que operan con fuente simple. De esta manera, las señales a medir se encuentran dentro del rango de tensiones de entrada de los electrodos activos.

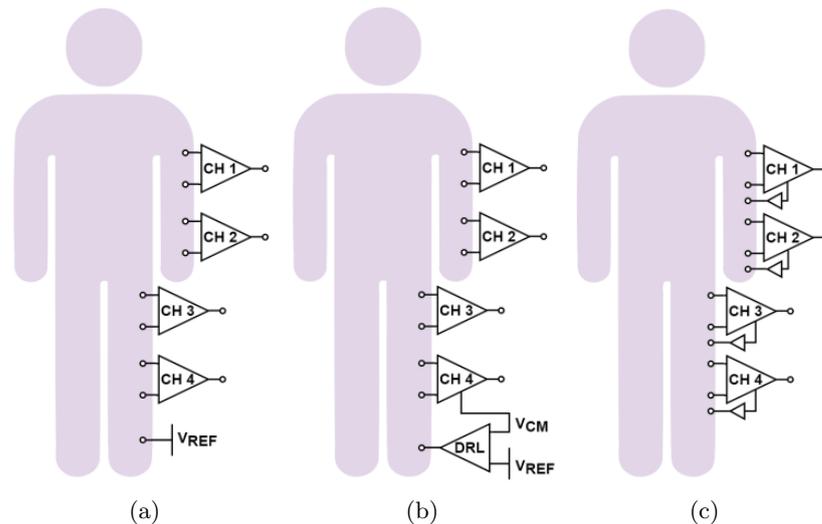


Figura 4.1: Colocación del potencial de referencia en sistemas multi-canales: (a) utilizando un solo nodo directo; (b) utilizando un solo nodo con circuito DRL; (c) incorporando circuitos DRL a cada electrodo. V_{REF} es la tensión de referencia y v_{CM} la tensión de modo común.

Como se mostró en el capítulo anterior, la impedancia del electrodo de referencia degrada el rechazo a fuentes de EMI, que mediante transformaciones de modo común a diferencial puede generar perturbaciones inadmisibles en la medición de sEMG. Una solución para este problema es la utilización de un circuito DRL que, mediante una realimentación el modo común, impone la tensión de referencia adecuada y rechaza activamente la interferencia (figura 4.1b).

Si bien los sistemas multi-canales con un electrodo adicional de referencia tienen un buen desempeño, como los equipos comerciales de Biometrics Ltd que utilizan sus sensores superficiales de EMG SX230, poseen vulnerabilidades propias de la estrategia de medición utilizada. En caso de falla del electrodo de referencia, el sistema de medición dejará de funcionar por completo. Es posible colocar la referencia (ya sea directa o por medio del DRL) dentro de uno de los sensores de medida, pero esto implica la fabricación de dos tipos de sensores distintos, uno con referencia y otro sin referencia. El usuario se encontrará condicionado a distinguir y utilizar siempre el sensor que posea la referencia para que el sistema funcione. Además, si falla ese sensor, los demás no podrán continuar midiendo.

Para solucionar estos problemas y conseguir un sistema de adquisición de EMG multi-canal robusto y versátil, se realizó un trabajo en donde se propuso colocar un electrodo de referencia dentro cada sensor (figura 4.1c). De esta manera el sistema puede utilizarse con cualquiera de los sensores y, en caso de usar múltiples, el fallo de uno de ellos no condiciona el funcionamiento de los demás. Además, esta alternativa resulta ventajosa para la fabricación en serie de sensores de sEMG enfocados a instrumentos multi-canales (Catacora et al. (2020)).

4.2. Sensor vestible de sEMG para dispositivo de adquisición multi-canal

Con el fin de estudiar la propuesta de la figura 4.1c, se diseñó e implementó un sensor activo vestible con electrodos superficiales secos para utilizarse en un sistema multi-canal de sEMG con cuatro canales diferenciales. El paradigma de adquisición será de alta resolución con ADC de tecnología Sigma-Delta. Cada canal de adquisición (sensor) tendrá tres electrodos para adquirir de forma diferencial e implementar un circuito DRL.

Circuito propuesto

En la figura 4.2 se muestra el sensor propuesto para el sistema multi-canal de adquisición. La señal de sEMG se mide de forma diferencial a través de los electrodos E_1 - E_2 . Los OAs a la entrada y los resistores R_1 y R_2 implementan un amplificador de entrada y salida diferencial con ganancia

$$G = 1 + \frac{2R_1}{R_2}. \quad (4.1)$$

La salida S_1 - S_2 ingresará a un ADC de entrada diferencial y alta resolución (ADS1299 de Texas Instruments), por lo que no es necesario desacoplar los potenciales de electrodo y la ganancia G será de bajo valor (Guerrero and Spinelli

(2015)). En el circuito se utiliza un OA cuádruple (TLC2274 de Texas Instruments) alimentado con fuente simple. Dentro del mismo sensor se implementó una fuente de referencia de $V_{CC}/2$ y el amplificador para la realimentación negativa de v_{CM} mediante el circuito DRL.

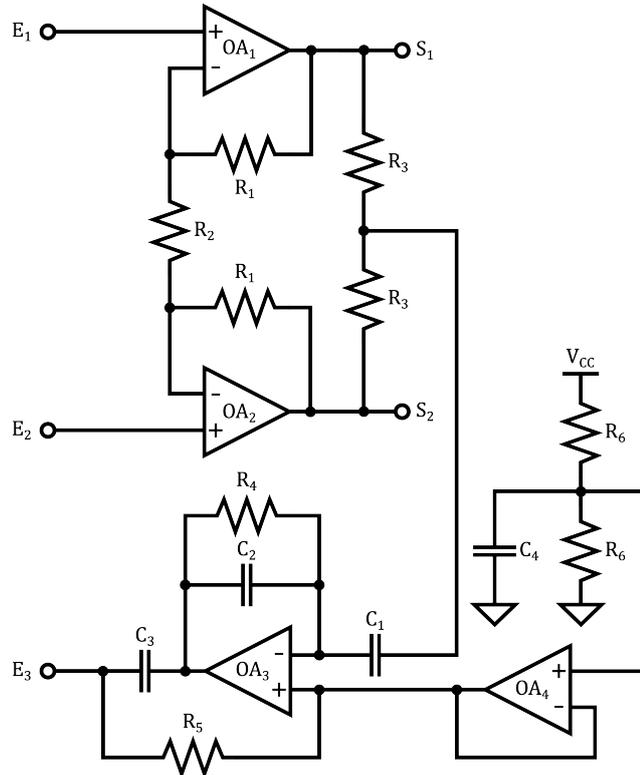


Figura 4.2: Circuito esquemático del sensor propuesto.

Seguridad eléctrica y DRL

El diseño del sensor contempla las corrientes máximas en continua (I_{MAX-DC}) y en alterna (I_{MAX-AC}) que un sistema de estas características puede inyectar al cuerpo según el estándar IEC 60601-1 Medical Electrical Equipment de la Comisión Electrotécnica Internacional (IEC) con el cual está compatibilizada la norma argentina IRAM 4220-1 (International Electrotechnical Commission (2005)).

Dado que las entradas E_1 y E_2 presentan muy alta impedancia, sólo el electrodo del DRL puede inyectar corriente en condiciones normales (*normal condition*, NC). Según la citada norma, en NC el valor de I_{MAX-DC} es de $10 \mu A$ y el de I_{MAX-AC} es de $100 \mu A$. De todos modos, en esta condición, las corrientes que circulan son despreciables frente a los valores permitidos. En la condición de falla simple (*single fault condition*, SFC) el valor de I_{MAX-DC} es de $50 \mu A$ y el de I_{MAX-AC} es de $500 \mu A$. Los sensores convencionales toman el factor limitante de corriente continua para contemplar la seguridad eléctrica impuesta por la norma. Sin embargo, esto reduce la *performance* del circuito

ya que en alterna la corriente permitida es mayor y el circuito puede rechazar mayores perturbaciones. Para aprovechar esta diferencia entre los límites permitidos, se propone un circuito que trata por separado las componentes de continua y de alterna, y permite limitar cada tipo de corriente de forma independiente. El circuito que se muestra en la figura 4.2, consiste en:

- Imponer una tensión de continua adecuada ($V_{REF} = V_{CC}/2$) a lazo abierto mediante el divisor resistivo de las R_6 y un seguidor de tensión. No es necesario utilizar un esquema de lazo cerrado para rechazar perturbaciones de continua, porque siendo estas de algunos cientos de mV, no desplazan significativamente el punto de trabajo.
- Utilizar el lazo cerrado del **DRL acoplado en alterna** para rechazar la interferencia de 50 Hz.

En el circuito DRL, el capacitor C_1 se encarga de acoplar en alterna el modo común medido; los elementos C_2 y R_3 determinan la ganancia del integrador; y el resistor R_4 , de valor elevado, proporciona un camino a la corriente de polarización del OA. Los valores de C_3 (para el DRL) y R_5 (para la referencia) deben ajustarse para cumplir con los valores de I_{MAX-AC} e I_{MAX-DC} en SFC respectivamente.

En un sistema multi-canal como el propuesto en la figura 4.1c, la corriente total que circula por la persona resulta de la suma de las corrientes que inyecta cada electrodo de referencia. Es por eso que el valor de C_3 y R_5 dependen del número de canales que tenga el sistema. A continuación, se realiza un análisis para un sistema de N circuitos DRL.

Para determinar el valor de R_5 , se consideró que el peor caso de SFC en continua resulta cuando, por falla de algún electrodo, el cuerpo se encuentra al potencial de V_{CC} o de masa (GND) (figura 4.3a). De esta manera, sobre el resistor R_5 de cada sensor habrá una tensión $V_{REF} = V_{CC}/2$. Considerando N sensores, la corriente continua total que circulará en la persona será

$$I_{DC} = \frac{NV_{CC}}{2R_5} < I_{MAX-DC}. \quad (4.2)$$

En el caso de corriente alterna, se consideró que la peor situación de SFC resulta cuando el OA del DRL entregue una tensión alterna de $V_{CC}/2$ de amplitud, dado que es lo máximo que puede suministrar (figura 4.3b). Los demás circuitos DRL intentarán imponer una tensión de igual magnitud pero en contra-fase, por lo que la corriente total que circula será

$$I_{AC} = V_{CC}\omega C_3 \frac{N-1}{N} < I_{MAX-AC}. \quad (4.3)$$

Utilizando las ecuaciones 4.2 y 4.3, se obtienen los valores de R_5 y C_3 que permiten asegurar los límites de corriente según el número de canales del sistema completo. Tomando $V_{CC} = 5 V$ y la frecuencia de 50 Hz, resultan

$$R_5 > N \frac{V_{CC}}{2I_{MAX-DC}} = N50 \text{ k}\Omega, \quad (4.4)$$

$$C_3 < \frac{N}{N-1} \frac{I_{MAX-AC}}{V_{CC}\omega} = \frac{N}{N-1} 318,3 \text{ nF}. \quad (4.5)$$

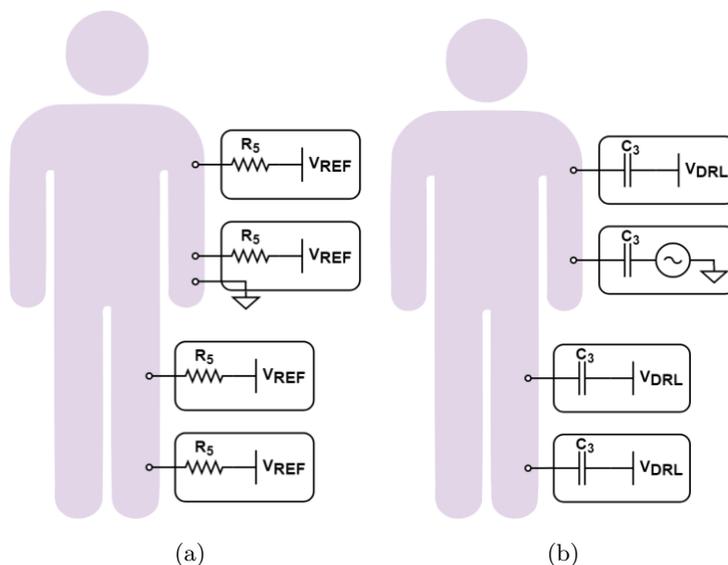


Figura 4.3: Diagramas de condición de falla simple (SFC) de un sistema de cuatro canales para corriente continua (a) y para corriente alterna (b). Cada bloque corresponde a un sensor donde se omite el amplificador diferencial dada su alta impedancia.

El circuito impreso fabricado para el sensor consta de electrodos superficiales en forma de disco de 12 mm de diámetro con una distancia de 31 mm entre los centros de los electrodos de medida. La distancia entre el centro de un electrodo de medida y el del electrodo de referencia es de 19 mm . Se aloja en una pequeña caja diseñada y fabricada en una impresora 3D donde puede encastrarse, dejando los contactos de los electrodos al descubierto. También posee una vía para la cinta elástica que se utilice en su colocación, y otra vía por donde salen los cables de alimentación y señal. Las dimensiones del prototipo son de $50\text{ mm} \times 30\text{ mm} \times 12\text{ mm}$ (ver figura 4.6).

Resultados

Para caracterizar el electrodo activo propuesto, se midió experimentalmente la ganancia diferencial, el CMRR y el ruido total. La ganancia diseñada con la ecuación 4.1 fue de 11.2 veces, y los valores de R_1 y R_2 utilizados fueron $51\text{ k}\Omega$ y $10\text{ k}\Omega$ respectivamente. El CMRR y el ruido del electrodo no dependen significativamente de los componentes pasivos ni de sus desbalances. Estos factores de mérito dependen principalmente de los parámetros del OA elegido.

Para realizar las pruebas de banco, se utilizó el generador de funciones Tektronix AFG1022 que permite inyectar una señal diferencial a la entrada. La salida se midió utilizando un equipo adquisidor basado en el convertidor ADS1299 de 24 bits de resolución, configurado para que envíe las muestras a la PC con una frecuencia de muestreo de 8 KHz . Dicho equipo cuenta con aislamiento de grado médico provista por circuitos integrados ADUM6401, haciendo seguro el vínculo con la PC (Guerrero and Spinelli (2015)). Las mediciones se realizaron en el ancho de banda de sEMG, de 5 Hz a 500 Hz . Los resultados

experimentales son constantes en toda la banda espectral y se muestran en la tabla 4.1. En esta prueba no se utilizó el circuito DRL que aporta CMRR adicional según su ganancia.

Pruebas de banco	Resultados (5 Hz – 500 Hz)
Ganancia diferencial	11,37 veces
CMRR (sin DRL)	88,91 dB
Tensión de ruido referido a la entrada	1,98 μV_{RMS}

Tabla 4.1: Caracterización experimental del sensor.

El sistema multi-canal para el cual fue diseñado el sensor consta de cuatro canales. Por lo tanto, para cumplir con las condiciones dadas por las ecuaciones 4 y 5, se utilizó un resistor de 220 $k\Omega$ para R_5 y un capacitor de 330 nF para C_3 . La tensión de referencia es obtenida de la fuente simple de alimentación general (V_{CC}) mediante los dos resistores R_6 de 51 $k\Omega$, el capacitor C_4 de 0,1 μF y un seguidor de tensión. La transferencia del DRL fue diseñada para obtener una ganancia de 40 dB a 50 Hz, resultando los valores de 1 nF para C_2 y 50 $k\Omega$ para R_3 . El resistor R_4 utilizado para la polarización de su OA es de 10 $M\Omega$, y el capacitor C_1 encargado de acoplarlo en alterna es de 1 μF . En la figura 4.4 se muestra la respuesta en frecuencia del DRL (incluyendo el circuito de referencia) simulada en el software TINA-TI de Texas Instruments, en donde se muestra la ganancia deseada a 50 Hz.

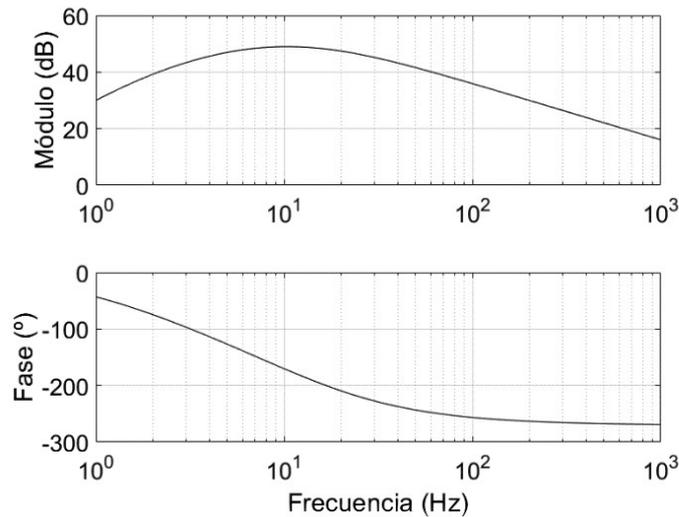


Figura 4.4: Respuesta en frecuencia del circuito DRL obtenida por simulación.

Para verificar el correcto funcionamiento del sensor completo, se midieron señales de sEMG y se digitalizaron a través del adquisidor de alta resolución antes mencionado. En la figura 4.5 se muestra un registro de EMG de dos segundos de duración medido en la región anterior del antebrazo derecho, sobre

el músculo *flexor carpi radialis*, donde se visualiza una contracción. La señal adquirida fue filtrada digitalmente con un filtro pasa-banda Butterworth de segundo orden de 5 Hz a 500 Hz , y la frecuencia de muestreo fue de 8 kHz .

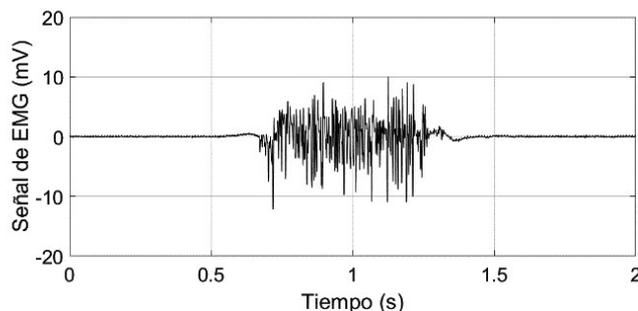


Figura 4.5: Registro de EMG adquirido con el sensor en donde se muestra la contracción del músculo.

Por último, se realizaron pruebas de banco para verificar que las corrientes que circulan por el electrodo E_{DRL} del sensor estén correctamente limitadas. Para el caso de corriente continua, se cortocircuitaron los tres electrodos del sensor y se conectaron a GND a través de un amperímetro (Multímetro UNI-T UT71A). La corriente total que circulará por un sistema de cuatro canales será 4 veces la corriente medida, como se muestra en la figura 4.3a. La prueba para la corriente alterna consistió en cortocircuitar los tres electrodos del sensor y conectarlos a una fuente sinusoidal de $2,5\text{ V}$ y 50 Hz con un capacitor en serie del valor de C_3 . En este caso, la corriente medida por el amperímetro corresponderá a un sistema de 2 canales en donde uno falla (la figura 4.3b muestra el caso de 4 canales en donde uno falla). Los valores medidos se presentan en la tabla 4.2.

Pruebas de banco	Corriente (μA)
Para corriente continua	11,57
Para corriente alterna	260,6
Sujeto conectado a GND	1,89

Tabla 4.2: Corrientes que aporta un sensor en caso de falla.

Como R_5 fue diseñada para limitar la corriente de un sistema de 4 canales, la corriente continua total en dicho sistema es de $46,28\ \mu A$. El valor límite para el capacitor C_3 en un sistema de 4 canales, acota al valor límite del mismo para un sistema de 2 canales. Por lo tanto, la corriente alterna medida puede verificarse mediante la ecuación 4.3 con $N = 2$ resultando en una corriente estimada de $259,18\ \mu A$.

La última prueba de banco realizada fue medir la corriente continua en caso de SFC sobre un sujeto de prueba. En esta medida se utilizó un electrodo extra de pinza conectado a GND a través del amperímetro. En este caso, las impedancias que limitan la corriente serán R_5 , la impedancia del electrodo seco

E_{DRL} y la impedancia del electrodo de pinza, esta última se redujo humedeciendo la zona de contacto con solución fisiológica. El resultado de la corriente medida se muestra en la tabla 4.2.

En la figura 4.6 se muestra el sensor implementado y utilizado para todas las medidas de este trabajo.



Figura 4.6: Prototipo final del sensor implementado.

Discusión

El valor de la tensión de referencia del sensor está impuesto por la tensión de alimentación. Por lo tanto, si el sistema multi-canal utiliza una única fuente, todas las tensiones de referencia son iguales y referidas a la misma masa y V_{CC} . Una mejora al sistema propuesto es independizar la alimentación de cada sensor de manera que, si falla la alimentación de uno, los demás puedan seguir funcionando. Este caso corresponde, por ejemplo, a los sensores inalámbricos ya que cada uno posee una batería propia, mejorando su autonomía. Por otra parte, el diseño propone que cada sensor calcule su propio modo común desde la señal medida por el mismo sensor, independizando el valor de v_{CM} de cada canal.

La corriente continua medida por el aporte del sensor fabricado permitió estimar la corriente total por el sistema de 4 canales, y verificarla con la ecuación 4.2 utilizada para su diseño. La corriente alterna medida permite verificar la ecuación 4.3 para un sistema de 2 canales. El valor de capacidad impuesto permite acotar la corriente para 4 canales, por lo tanto, también acota a 2 canales. Si bien la corriente medida resultó levemente superior a la estimada, se encuentra dentro del error intrínseco esperado de la medición y a la tolerancia del valor del capacitor. De todas formas, sigue siendo menor a la corriente permitida por la norma y el caso planteado para SFC es extremadamente pesimista, ya que considera las impedancias de electrodo nulas. En la prueba realizada sobre un sujeto en condición de SFC, la corriente medida implica una impedancia total del orden del $M\Omega$ para corriente continua, distribuida entre R_5 y las dos impedancias de electrodo, resultando acorde a los valores esperados para electrodos secos.

4.3. Proyecto WIMUMO: *wireless multi-modal acquisition platform*

Una aplicación del sensor desarrollado en un sistema multi-canal de adquisición de biopotenciales es el proyecto WIMUMO, desarrollado por el grupo de trabajo GIBIC perteneciente al Instituto LEICI de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de La Plata, en conjunto con la Facultad de Artes de la Universidad Nacional de La Plata (Guerrero et al. (2020)). Este proyecto consiste en desarrollar una PMI portátil para generar contenido audiovisual en tiempo real a partir de los biopotenciales del cuerpo adquiridos de distintos modos. El objetivo es habilitar una nueva vía de expresión que permita incluir a personas con distintas capacidades en una misma performance (Guerrero et al. (2019)).

Los sistemas portátiles de medición permiten capturar los biopotenciales durante situaciones de la vida diaria, idealmente con una mínima molestia para el usuario y un alto grado de robustez (Guerrero (2017)). Aplicados a PMIs, permiten interpretar la voluntad del usuario a partir de estas señales y utilizar computadoras, comunicarse, o rehabilitar funciones motoras.

Una característica interesante que posibilitan las PMIs es la extensión de las capacidades expresivas de un artista (Ho et al. (2019)), mediante la externalización de biopotenciales voluntarios o involuntarios de su cuerpo, tema tratado en profundidad en las conferencias NIME (*New Interfaces for Musical Expression*) (Di Donato et al. (2018), Eaton et al. (2014), Erdem et al. (2017), Martin et al. (2018), Nakagawa and Hirata (2017)). Este tipo de actividad permite incluir a personas con todo tipo de capacidades en la misma performance. Las señales que controlan los músculos o el aparato fonador pueden captarse independientemente de la capacidad de hablar o de realizar movimientos precisos; por lo tanto la PMI puede captar las señales producidas por cualquier *performer* y producir a partir de ellas sonidos o imágenes, transmitiendo el mismo significado por medio de un significante alternativo.

Para que la PMI sea práctica para este fin, debe implementarse siguiendo el paradigma de los dispositivos vestibles. Para habilitar el uso en un escenario durante una performance, los datos deben transmitirse en forma inalámbrica, y debe incluirse el procesamiento necesario para obtener características de las señales de biopotencial útiles para producir, por ejemplo sonidos. El esquema del sistema se muestra en la figura 4.7. A continuación, se muestra el desarrollo y la implementación en el escenario de un sistema de medición de biopotenciales capaz de adquirir señales de EMG, ECG y EEG superficiales, procesarlas para obtener las características de interés, y transmitir esta información inalámbricamente en formato compatible con producciones audiovisuales.

Descripción de la plataforma

La PMI se compone de una etapa de instrumentación para medida de biopotenciales y una de procesamiento y transmisión de datos. La instrumentación se basa en un convertidor de muy alto rango dinámico (ADS1299) adaptado para operar con electrodos secos. Para ello, cuenta con electrodos activos, que incorporan electrónica sobre el sitio de medida encargado de reducir la interferencia electromagnética y artefactos no deseados, y un circuito DRL que reduce la tensión de modo común causada por fuentes de interferencia, admitiendo así

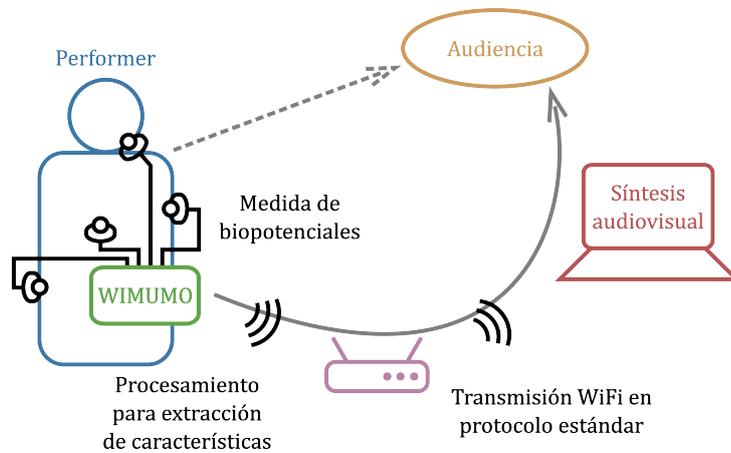


Figura 4.7: Esquema conceptual del sistema. Quien realiza la performance puede llegar a la audiencia por el camino alternativo que provee el equipo.

valores de impedancia de electrodos típico de sistemas con electrodos secos. Los datos capturados por el adquisidor son leídos por una placa microcomputadora (Raspberry Pi Zero W) a través de un bus SPI administrado desde una aplicación en C corriendo sobre el sistema operativo Linux (Distribución Raspbian). Esta aplicación comparte los datos vía pipes FIFO con un servidor Node.js, el cual los emite en protocolo *Open Sound Control* (OSC) vía red WiFi (Madou et al. (2019)). El protocolo OSC es compatible con programas para generación de audio (Wright (2005)) y se encuentra difundido para estas aplicaciones (Di Donato et al. (2018)). Previo a su transmisión, las señales se procesan con algoritmos implementados en JavaScript para obtener la envolvente de las señales de EMG y decimar los datos (Haberman (2016)). El sistema portátil completo se observa en la figura 4.8a. Se alimenta con una batería portátil USB y cuenta con un gabinete plástico y cableado donde los únicos conductores expuestos son los electrodos para preservar la seguridad eléctrica.

Performance artística

Para la performance se utiliza el programa PureData Extended, capaz de recibir los paquetes OSC y generar contenido audiovisual con una interfaz gráfica. Se corre este programa en una PC conectada a la misma red *Wi-Fi* que el equipo adquisidor, utilizando un *router* configurado para este propósito. La preparación para el uso práctico del equipo se muestra en la figura 4.8b, donde puede observarse el gabinete con electrodos y su colocación en las vestimentas de la performer con un arnés. Los sensores se colocan con bandas elásticas sin gel ni preparación de la piel. Sólo en los casos de sensores en el rostro y pecho fue necesario recurrir a electrodos húmedos descartables autoadhesivos. El sistema modula señales de contenido audiovisual en tiempo real a partir del EMG registrado en antebrazos, piernas y en la cara. Además, se produce un tono correspondiente a la señal cardíaca a partir de un electrodo que capta la señal de ECG.

En la figura 4.8c puede apreciarse el uso del equipo en la performance



(a)



(b)

(c)

Figura 4.8: (a) Prototipo del dispositivo de adquisición WIMUMO; (b) Arnés con el equipo colocado en la performer; (c) Muestra “Cajografías”.

“Cajografías” (Ceriani (2018)). En una muestra previa, el equipo había sido adaptado y a través de la colaboración con el grupo SPEAK se llevó a la performance “Imaginación Colectiva” (SPEAK (2018)) en la cual el grupo SPEAK desarrolló su propio método de generación audiovisual. En ambos casos, el sistema se mantuvo en operación continua durante más de 2 horas durante la performance, transmitiendo en tiempo real paquetes OSC con las señales procesadas de ECG y EMG. Notablemente, los electrodos húmedos mostraron un peor desempeño que los secos por la degradación del pegamento y la pérdida

de humedad durante la performance. Los sensores mostraron un desempeño adecuado respecto al rechazo de artefactos, aunque no completamente robusto ya que la performer notó perturbaciones considerables al realizar movimientos excesivamente amplios. En la muestra “Cajografías” la performer se encontraba sentada y logró un control mayor de la interfaz.

4.4. Conclusiones

Las problemáticas de la instrumentación biomédica fueron extendidas a sistemas multi-canales de adquisición orientados al paradigma vestibular, en donde aumenta la complejidad considerando la cantidad de electrodos, el procesamiento analógico de las señales para un acondicionamiento robusto y el procesamiento digital para la transmisión de datos.

Se diseñó e implementó un sensor de biopotenciales para un adquisidor multi-canal con componentes comerciales que logra cumplir las especificaciones y exigencias del paradigma vestibular. Su diseño contiene un circuito de referencia y DRL embebido que mejora la robustez del sistema multi-canal de adquisición. Todos los sensores del sistema multi-canal son iguales y, en caso de que uno falle, los demás continúan midiendo.

El análisis realizado comprende el estudio de los componentes encargados de limitar la corriente según el número de canales que tenga el equipo de adquisición, y se logró verificar que el sensor cumple con los límites de corriente impuestos por la norma IEC 60601-1.

El sensor implementado posee un gabinete fabricado con una impresora 3D y puede colocarse como un brazalete con una cinta elástica. Además, los discos utilizados para los electrodos secos admiten el uso de electrodos húmedos comerciales ya que disponen de broches de tamaño compatible. Esto permite que el sensor pueda adherirse al cuerpo con electrodos adhesivos ampliando su uso a diversas zonas del cuerpo.

Como ejemplo de aplicación de un sistema multi-canal vestibular, se implementó exitosamente una PMI portátil capaz de controlar la generación de música en tiempo real a través de una red inalámbrica WiFi con un protocolo estándar. Se demostró el funcionamiento del sistema completo durante una performance artística, detectando la importancia de reducir los artefactos.

El equipo propuesto es inalámbrico y se alimenta exclusivamente a partir de una batería de baja tensión. Esto lo hace robusto frente a fuentes de interferencia electromagnética y facilita garantizar su seguridad eléctrica.

Capítulo 5

Amplificador single-ended de dos electrodos

Los sistemas vestibles de adquisición de biopotenciales exigen soluciones compactas, ligeras y de bajo consumo (Cosoli et al. (2021), Guk et al. (2019)). Estos dispositivos requieren circuitos simples con un número reducido de componentes, lo que a primera vista parecería perjudicial para su capacidad de rechazar correctamente las interferencias de la línea eléctrica. Sin embargo, esta misma característica permite que el circuito alcance dimensiones físicas muy pequeñas que, junto con la alimentación a batería y la transmisión inalámbrica de datos, plantea la hipótesis de si estas condiciones son suficientes para garantizar robustez del sistema frente a fuentes de EMI.

La detección de señales de sEMG es una aplicación particularmente adecuada para dispositivos pequeños y compactos porque los electrodos de medición están cerca uno del otro y pueden integrarse en el mismo dispositivo. Actualmente, existen muchos sensores inalámbricos alimentados por batería comerciales que cumplen con estas características, como “Trigno EMG” de Delsys. También hay sensores de EMG como “LE230” de Biometrics LTD, “FREEEMG” de BTS Bioengineering o “PicoEMG” de Cometa, que permiten mediciones de EMG de alta calidad con solo dos electrodos, pero el diseño del front-end que utilizan no es conocido. Los trabajos científicos realizados en las últimas dos décadas hacen uso casi exclusivo de front-ends diferenciales para medidas de biopotenciales con dos electrodos.

Cuanto más simple es el front-end del sensor, más vulnerable es a EMI. Los sistemas de tres electrodos son más robustos que sus contrapartes de dos electrodos, y los amplificadores diferenciales ofrecen un mejor rechazo de la interferencia de la línea eléctrica que las topologías SE (Thakor and Webster (1980), Towe (1981), Metting van Rijn et al. (1990)).

A lo largo de este capítulo, se desarrolla un estudio de factibilidad de sensores con topología SE de tan solo dos electrodos (Catacora et al. (2022b)). Como aporte novedoso al estado del arte de dispositivos de adquisición de sEMG, se presenta un estudio teórico con numerosos resultados experimentales que demuestran su robustez frente a EMI. El enfoque es determinar los límites hasta los cuales un dispositivo con una topología tan simple puede medir efectivamente biopotenciales sin utilizar circuito DRL.

En la siguiente sección se analizarán las topologías de dos electrodos exis-

tentes para obtener las ecuaciones del modelo simplificado que conducen a los criterios de diseño que se desarrollarán en este capítulo. A modo de referencia, se tendrá en cuenta el estudio de la topología diferencial de tres electrodos convencional desarrollada en los capítulos previos. Luego, se presenta un análisis de EMI para encontrar las condiciones bajo las cuales un amplificador SE puede funcionar correctamente, y se propone un circuito muy simple siguiendo los resultados de este análisis. Para obtener resultados experimentales, el circuito fue diseñado y construido para ser alimentado a baterías, transmitir datos de forma inalámbrica y medir señales de EMG con electrodos superficiales.

5.1. Sensores de dos electrodos

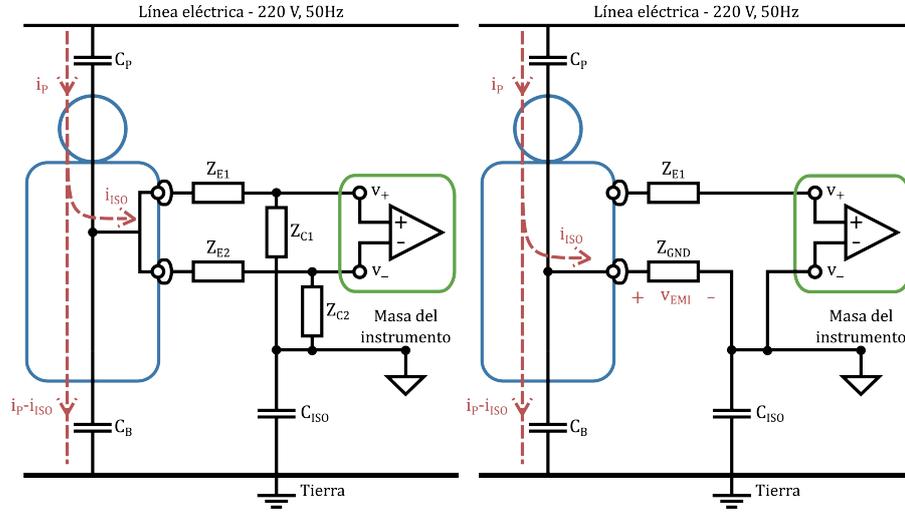
La figura 5.1a muestra un sistema típico de dos electrodos con un amplificador diferencial. Este tipo de topología no tiene un electrodo adicional para establecer un potencial de continua y proporcionar un camino para las corrientes de polarización de los OAs de entrada, y en su lugar se utilizan las impedancias de modo común Z_C . Esto impone un compromiso entre los valores de Z_C y el rango de tensión de entrada (Thakor and Webster (1980)), del cual surgen dos enfoques. Primero, las estrategias de bajo Z_C dan como resultado circuitos algo complejos pero que permiten asegurar un bajo v_{CM} , preservando así el rango de entrada del amplificador. En segundo lugar, las soluciones de alto Z_C requieren la supervisión de v_{CM} y la adopción de medidas correctivas si se sale del rango. Por ejemplo, el dispositivo MAX3003 disponible comercialmente de Maxim Integrated, permite seleccionar tres valores diferentes de Z_C para mantener el amplificador en un punto de operación adecuado, pero a costa de degradar sus capacidades de rechazo de interferencias (Anisimov et al. (2019)).

En estos sistemas se establece una relación relativamente compleja entre la tensión de interferencia y la impedancia de entrada en modo común Z_C . Valores altos de Z_C reducen el efecto divisor potencial, pero a su vez aumentan el potencial de modo común. Como muestran Spinelli y Mayosky (Spinelli and Mayosky (2005)), la tensión v_{EMI} mínima para una i_P dada se alcanza para valores extremos de Z_C , nulos o infinitos, dependiendo del desbalance en las impedancias de electrodo (ΔZ_E). Para un ΔZ_E alto, se logra una interferencia mínima para el valor Z_C más alto posible, mientras que para un ΔZ_E bajo, se logra una interferencia mínima para el valor Z_C más bajo posible. En la referencia se muestra que en ambos casos la tensión de interferencia v_{EMI} viene dada aproximadamente por

$$v_{EMI} \approx i_{ISO} \Delta Z_E / 2. \quad (5.1)$$

En la bibliografía, se han propuesto varios circuitos para implementar amplificadores diferenciales de dos electrodos con impedancias Z_C altas (Metting van Rijn et al. (1990), Spinelli and Mayosky (2005), Babusiak et al. (2020)) y bajas (Spinelli and Mayosky (2005), Dobrev and Daskalov (2002), Dobrev (2002)).

Una alternativa muy simple a esta topología que garantiza un voltaje de entrada bajo es usar un amplificador SE, como muestra la figura 5.1b. Sin embargo, un amplificador SE no es capaz de rechazar voltajes de modo común y su CMRR equivalente es de 0 dB (Thakor and Webster (1980)). Si se utiliza un amplificador SE, v_{CM} aparece directamente en la entrada como lo hacen



(a) Sistema con amplificador diferencial (b) Sistema con amplificador single-ended

Figura 5.1: Modelos de interferencia simplificados de sistemas de adquisición de biopotenciales de dos electrodos.

los biopotenciales, sin ninguna reducción o rechazo, por lo tanto la tensión de interferencia es

$$v_{EMI} = i_{ISO} Z_{GND}. \quad (5.2)$$

Notar que en este caso v_{EMI} depende del valor absoluto de la impedancia de un electrodo (Z_{GND}) en lugar del desbalance entre las impedancias de dos electrodos (ΔZ_E), como ocurre cuando se utilizan amplificadores diferenciales (ecuación 5.1).

En la figura 5.2 se muestra una comparación de los niveles de interferencia para las distintas topologías mostradas en esta tesis en función de i_{ISO} . Se utilizaron valores de $Z_{GND} = 10 \text{ k}\Omega$, $Z_C = 100 \text{ M}\Omega$ y $CMRR = 100 \text{ dB}$, ya que son fácilmente alcanzables con electrodos húmedos y OAs actuales. Además, se consideraron diferentes valores de ΔZ_E para las configuraciones diferenciales ($\Delta Z_E = Z_{GND}/r$ donde $r = 2, 5, 10, 20, 50$). Para considerar la adición de un circuito DRL al sistema SE, la curva debe ser atenuada por la ganancia DRL a 50 Hz .

Como se describe en este capítulo, y como muestran Thakor y Webster en (Thakor and Webster (1980)), se puede ver que la topología SE sin DRL es la más vulnerable a la interferencia; sin embargo, esta es una alternativa factible si se logra una corriente i_{ISO} lo suficientemente pequeña. Usando la figura 5.2 como ejemplo, si $v_{EMI} \leq 10 \mu\text{V}_{PP}$ se considera aceptable, se debe garantizar $i_{ISO} \leq 0,5 \text{ nA}$. Como se mostrará a continuación, esto es posible en la actualidad gracias a la miniaturización del dispositivo a través de la transmisión inalámbrica de datos y alimentación a batería. El sistema SE es deseable por su diseño extremadamente simple, con solo dos electrodos y un número reducido de componentes.

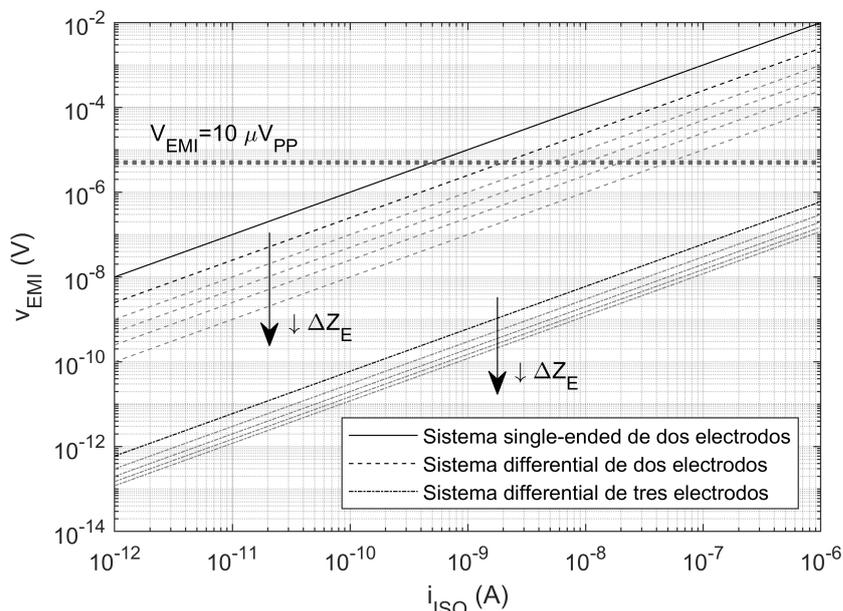


Figura 5.2: Comparación de los niveles de interferencia para diferentes configuraciones en función de i_{ISO} ($Z_{GND} = 10 \text{ k}\Omega$, $Z_C = 100 \text{ M}\Omega$, $CMRR = 100 \text{ dB}$, $\Delta Z_E = Z_{GND}/r$ donde $r = 2, 5, 10, 20, 50$).

5.2. Modelo de interferencia

El modelo de interferencia de un amplificador SE de dos electrodos se muestra en la figura 5.1b. Como se indicó anteriormente, cuando se usa un amplificador SE la tensión referida a la entrada debido a la interferencia de la línea eléctrica viene dada por la ecuación 5.2. El valor de la impedancia del electrodo de referencia Z_{GND} depende del tipo de electrodo utilizado, normalmente desde $10 \text{ k}\Omega$ para electrodos húmedos hasta $1 \text{ M}\Omega$ o más para electrodos secos (Rosell et al. (1988)).

En el desarrollo solo se considerará la magnitud de las corrientes, ya que solo interesa la magnitud de la interferencia electromagnética. Por lo tanto, por simplicidad, i_P e i_{ISO} representarán sus magnitudes. La corriente i_{ISO} , que fluye a través de la impedancia de aislamiento C_{ISO} , se puede obtener analizando el circuito de la figura 5.1b. Considerando que $C_P \ll C_B$ (Haberman et al. (2011)), la corriente de desplazamiento i_P del cuerpo puede aproximarse como

$$i_P \approx V_L 2\pi f_L C_P, \quad (5.3)$$

donde V_L y f_L son la tensión y la frecuencia de línea. La impedancia del electrodo de referencia Z_{GND} es mucho menor que la correspondiente a C_{ISO} , por lo que la corriente i_{ISO} resulta

$$i_{ISO} \approx i_P \frac{Z_B}{Z_B + Z_{ISO}} = i_P \frac{1}{1 + \frac{C_B}{C_{ISO}}}. \quad (5.4)$$

En el caso de dispositivos muy pequeños y alimentados a batería, C_B es mucho mayor que C_{ISO} (Haberman et al. (2011)), y la ecuación 5.4 puede aproximarse como

$$i_{ISO} \approx i_P C_{ISO} / C_B. \quad (5.5)$$

Reemplazando la ecuación 5.3 en la ecuación 5.5 se obtiene

$$i_{ISO} \approx V_L 2\pi f_L C_P C_{ISO} / C_B, \quad (5.6)$$

y la tensión de interferencia v_{EMI} se puede aproximar como

$$v_{EMI} \approx V_L 2\pi f_L Z_{GND} C_P C_{ISO} / C_B. \quad (5.7)$$

La ecuación 5.7 muestra que v_{EMI} responde aproximadamente a un modelo lineal proporcional a C_{ISO} , la aislación del dispositivo. El resto de parámetros serán considerados constantes para este análisis. Adoptando valores típicos $V_L = 220 V_{RMS}$, $f_L = 50 Hz$, $Z_{GND} = 10 k\Omega$, $C_B = 150 pF$, y un valor pesimista de $C_P = 1 pF$ (Haberman et al. (2011)), la tensión de interferencia pico a pico resulta

$$v_{EMI} \cong 13 \frac{\mu V_{PP}}{pF} C_{ISO}. \quad (5.8)$$

Para alcanzar valores aceptables de v_{EMI} , es decir por debajo de $10 \mu V_{PP}$, se requieren capacitancias C_{ISO} menores a $1 pF$, que corresponden a dispositivos de muy pequeño tamaño físico. A modo de referencia, la capacitancia de un plano rectangular está dada aproximadamente por (Iossel et al. (1981))

$$C \cong \frac{2\pi\epsilon_0}{\ln(4a/b)} a, \quad (5.9)$$

donde a y b son las longitudes de sus lados ($a \geq b$), y ϵ_0 la permitividad del vacío. Adoptando una relación de aspecto de $a/b = 2$, usual en diseños PCB, la ecuación 5.9 resulta

$$C \cong 27 \frac{pF}{m} a, \quad (5.10)$$

Por lo tanto, un PCB con plano de tierra de $40 mm \times 20 mm$ ($a = 0,04 m$) tiene una capacitancia (C_{ISO}) cercana a $1 pF$. Este es un cálculo aproximado, pero permite establecer el objetivo de diseño en dispositivos con dimensiones de alrededor de $40 mm \times 20 mm$.

5.3. Circuito propuesto

El sensor SE requiere un diseño compacto, inalámbrico y alimentado a baterías con un bajo consumo de energía. Estas especificaciones sugieren el uso de un microcontrolador de propósitos generales y ultra-bajo-consumo (como es el MSP4302553G de Texas Instruments), y un módulo de transmisión inalámbrica de datos de bajo consumo (como es el HM-10 con el chip Bluetooth Low Energy (BLE) CC2541 de Texas Instruments). El ADC incorporado en el microcontrolador tiene solo 10 bits de resolución (como es típico en microcontroladores de propósitos generales con ADCs embebidos) y sus rieles de alimentación de $3,3 V$

definen su rango de entrada; será necesario seguir el paradigma tradicional de adquisición eliminando la tensión de offset de los electrodos. Por lo tanto, el amplificador SE debe incluir circuitos para desacoplar el potencial de continua y amplificar la señal en el orden de 1000 veces. El sistema será alimentado a fuente simple con 3,3 V proveniente de una batería LiPo de 3,7 V.

El circuito más simple para eliminar el potencial de continua de los electrodos, amplificar y llevar la señal a un potencial de referencia consiste en un filtro pasa-altos RC pasivo seguido de un amplificador no-inversor. Sin embargo, este tiene dos inconvenientes importantes: el primero es que la red pasiva degrada la impedancia de entrada del front-end. El segundo es que también se amplifica la tensión de *offset* y la corriente de polarización que presenta el OA a la entrada, pudiendo ser del orden de los mV, provocando un desplazamiento no deseado a la salida del orden de los V por la ganancia del amplificador. Debido a estos inconvenientes, se implementó un circuito un poco más complejo, garantizando un correcto procesamiento de la señal analógica.

El circuito propuesto se muestra en la figura 5.3. El diseño del amplificador incluye un integrador en el circuito de realimentación responsable de eliminar el potencial de continua de los electrodos y la tensión de offset de entrada. La ganancia se implementa en dos etapas por dos razones: el potencial de continua que el integrador puede rechazar está limitado por sus rieles de alimentación; y el divisor $R_{1,2}$ amplifica el offset del OA realimentado (OA_2). Dadas estas limitaciones, es posible diseñar la ganancia total en dos etapas y minimizar el potencial de continua no deseado en la salida del amplificador. Para obtener parámetros de diseño útiles, las dos ganancias se definen como (Spinelli (2014))

$$\alpha = \frac{R_1 + R_2}{R_2}, \quad \beta = \frac{R_3 + R_4}{R_4}. \quad (5.11)$$

Dado que el potencial de continua a rechazar por el bucle de realimentación es del orden de $\pm 300 \text{ mV}$, la ganancia β debe ser aproximadamente 5, 5 veces para no exceder el rango de tensiones admisibles por el OA_2 , que corresponde a la tensión de alimentación. Además, el offset del OA_2 será amplificado por α , por lo que es deseable tener la ganancia más baja posible en esa etapa. Por ejemplo, los valores $\alpha = 200$ y $\beta = 5$ se pueden configurar para lograr una ganancia de 1000 veces. La expresión de entrada/salida del circuito propuesto es

$$v_o(s) = \left(\alpha \beta \left(\frac{s}{s + \frac{1}{\tau_i}} \right) v_i(s) + V_R \right) \left(\frac{\frac{1}{\tau_s^2}}{s^2 + s \frac{2}{\tau_s} + \frac{1}{\tau_s^2}} \right), \quad (5.12)$$

donde $\tau_i = R_i C_i$, $V_R = 1,65 \text{ V}$, y $\tau_s = R_5 C_1 = R_6 C_2$. Se configuró una frecuencia de corte inferior de 5 Hz, compatible con las medidas de sEMG, ajustando R_i y C_i . Notar que solo modificando esta frecuencia de corte y reduciendo la ganancia, se puede usar el mismo circuito para las mediciones de ECG superficiales. Es apto para derivaciones que permitan utilizar una distancia inter-electrodo reducida, como tocar un electrodo con cada mano, o para derivaciones no convencionales sobre el pecho. La señal se centró en el rango de entrada del ADC elevando la referencia del amplificador al potencial V_R dado por el punto medio de los rieles de alimentación. Como último paso, se agregó un filtro antialiasing Sallen-Key de segundo orden con una frecuencia de corte de 500 Hz.

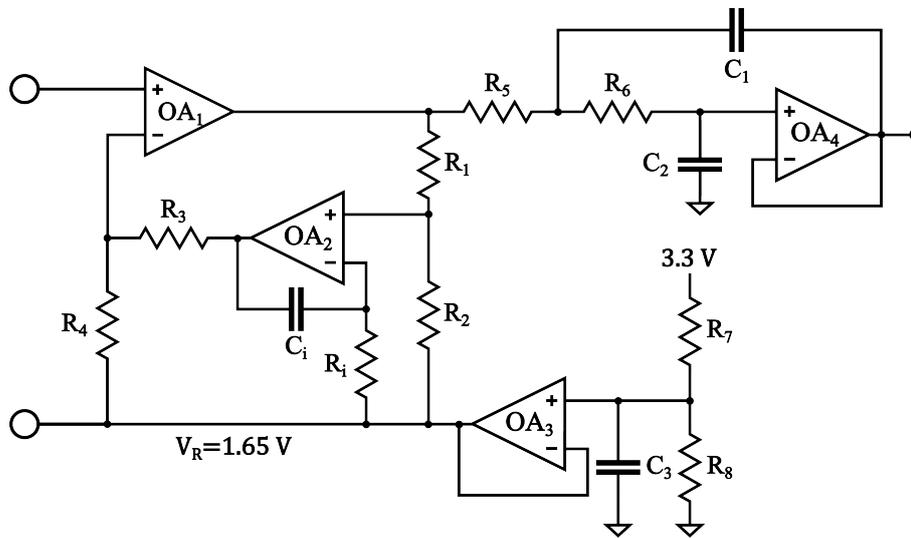


Figura 5.3: Amplificador SE propuesto para medir señales de sEMG. Se puede construir con un solo OA cuádruple. Los valores de los componentes son: $R_1 = 100\text{ k}\Omega$, $R_2 = 300\text{ k}\Omega$, $R_3 = 75\text{ k}\Omega$, $R_4 = 11\text{ k}\Omega$, $R_i = 33\text{ k}\Omega$, $C_i = 1\text{ }\mu\text{F}$, $R_{5,6} = 30\text{ k}\Omega$, $C_{1,2} = 10\text{ nF}$, $R_{7,8} = 100\text{ k}\Omega$, $C_3 = 1\text{ }\mu\text{F}$. El circuito puede ser usado para medir señales de ECG modificando: $R_i = 330\text{ k}\Omega$, $C_i = 10\text{ }\mu\text{F}$, $R_i = 180\text{ k}\Omega$.

La respuesta de frecuencia del circuito, diseñado e implementado para la adquisición de sEMG, se muestra en la figura 5.4. La ganancia de cada etapa se incrementó ligeramente a $\alpha = 7,82$ y $\beta = 334,33$, ya que inicialmente no presentó problemas de saturación en ninguna medida. Se muestran las curvas simuladas y medidas experimentalmente, verificando la ganancia y el ancho de banda esperados. Todo el procesamiento analógico se realizó con el OA cuádruple de bajo consumo OPA4344 de Texas Instruments.

La tensión de offset del OA_2 realimentado produce un cambio de continua aceptable de $\pm 40\text{ mV}$. La fuente de ruido dominante de todo el sistema corresponde al ruido en tensión del OA_1 de entrada porque es amplificado por la ganancia total, haciendo que las otras fuentes de ruido sean despreciables si se evita un valor de R_4 excesivamente grande.

5.4. Resultados

Modelo de interferencia

Con el fin de realizar mediciones experimentales, se construyó un prototipo de sensor de sEMG con el diseño presentado anteriormente, con dimensiones de $40\text{ mm} \times 20\text{ mm}$. El dispositivo tiene una distancia entre electrodos de 20 mm y se colocó en la parte interna del antebrazo utilizando dos electrodos Red Dot descartables pre-gelificados de 3M, como se muestra en la figura 5.5. Las señales fueron adquiridas por el microcontrolador a una frecuencia de muestreo de 1 kHz y luego transmitidas a través del enlace Bluetooth a una computadora personal.

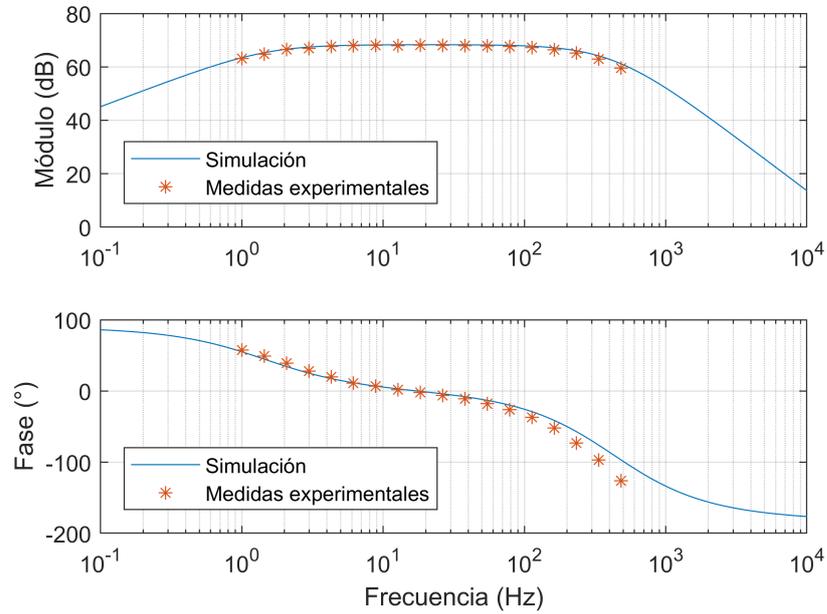


Figura 5.4: Respuesta de frecuencia del circuito propuesto diseñado para la medición de sEMG.

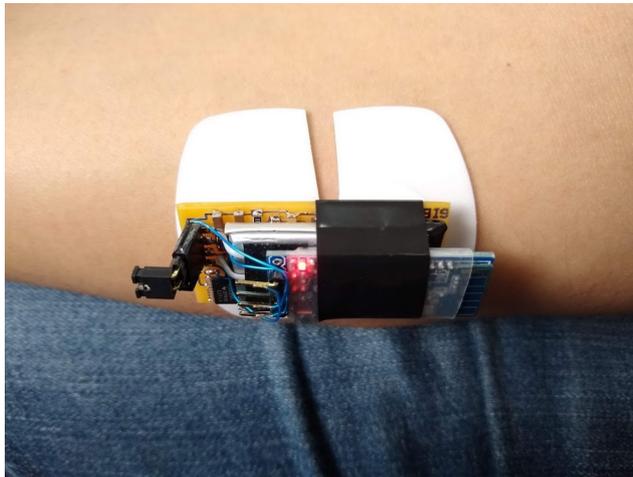


Figura 5.5: Prototipo del dispositivo en funcionamiento.

Para validar el modelo de interferencia que conduce a la ecuación 5.7, se preparó un montaje experimental para medir v_{EMI} con diferentes impedancias de aislamiento. Para lograr esto, se agregaron distintos capacitores comerciales (C_{LISO}) en paralelo a la capacitancia intrínseca (C_{ISO}) del prototipo construido, como se muestra en la figura 5.1b. Un extremo de estos capacitores se soldó a un pad de masa en el PCB del sensor y el otro extremo se conectó al potencial de tierra accesible por un tornillo de la instalación eléctrica. Los valores Z_{GND} , C_P , C_B , V_L y f_L pueden considerarse invariantes en este expe-

rimento. El sujeto a prueba se sentó en una silla de oficina de plástico frente a la computadora y, con los músculos relajados, se obtuvieron registros para cada valor de capacitancia. Aplicando la transformada discreta de Fourier a segmentos de 2 segundos de cada registro, se obtuvo una estimación de la tensión de interferencia a 50 Hz. Los resultados experimentales de la tensión de interferencia pico a pico referido a la entrada se muestran en la tabla 5.1.

$C_{LISO}(pF)$	0^a	1.2	2.2	4.7	6.8	10	12	15	22	47
$V_{EMI}(\mu V_{PP})$	1.2	10.7	18.0	31.6	53.8	61.2	80.9	96.6	159.7	315.4

Tabla 5.1: Resultados experimentales. ^aEsta medida corresponde solo a la capacitancia intrínseca del dispositivo.

La figura 5.6 muestra un ajuste de mínimos cuadrados lineales de los datos experimentales que permite estimar los parámetros del modelo a partir de la ecuación 5.7, obteniendo

$$\hat{v}_{EMI} = 6,7 \mu V_{PP}/pF(C_{LISO} + C_{ISO}). \quad (5.13)$$

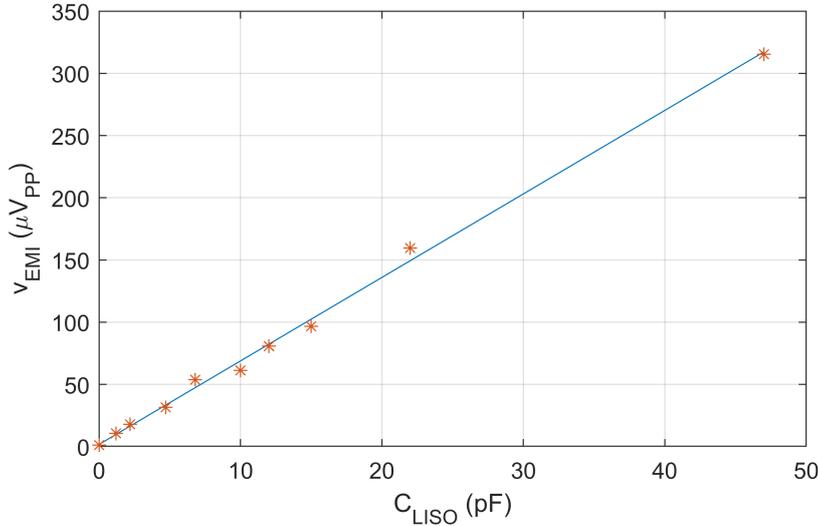


Figura 5.6: Tensión de interferencia en función de la capacitancia adicional C_{LISO} .

Los resultados muestran un ajuste correcto al modelo lineal y, además, revelan que la capacitancia C_P durante el experimento corresponde aproximadamente a la mitad del valor pesimista propuesto para la ecuación 5.8, según lo informado para un sujeto sentado en un escritorio de computadora y usando un mouse (Haberman et al. (2011)). El primer resultado de la tabla 5.1 muestra que la EMI durante el funcionamiento normal es de aproximadamente $1,2 \mu V_{PP}$, lo que satisface las pautas de diseño presentadas.

Se realizaron mediciones de interferencia adicionales en diferentes entornos de medición, donde la capacitancia C_P y C_B varían, para verificar que el sensor aún funciona correctamente. Usando solo el C_{ISO} intrínseco del sensor (sin condensador C_{LISO} agregado), se midió la interferencia para tres casos diferentes; A: el sujeto parado en el centro de una habitación; B: el sujeto sentado con los pies levantados del suelo; C: el sujeto cerca de dispositivos conectados a la red eléctrica con los pies apoyados en el suelo. Además, estas tres pruebas se repitieron modificando el área del PCB del sensor con el agregado de una placa de cobre de $10\text{ cm} \times 10\text{ cm}$ que aumenta considerablemente su capacitancia C_{ISO} y no cumple con la condición de tamaño establecida. La tensión de interferencia pico a pico medida para cada caso se muestra en la tabla 5.2. Además, las señales adquiridas se muestran en la figura 5.7.

Prueba	A	B	C
v_{EMI} sin placa agregada	$0,97\ \mu V_{PP}$	$0,99\ \mu V_{PP}$	$4,46\ \mu V_{PP}$
v_{EMI} con placa de $10\text{ cm} \times 10\text{ cm}$	$99,82\ \mu V_{PP}$	$90,70\ \mu V_{PP}$	$158,32\ \mu V_{PP}$

Tabla 5.2: Resultados experimentales. A: el sujeto parado en el centro de una habitación; B: el sujeto sentado con los pies levantados del suelo; C: el sujeto cerca de dispositivos conectados a la red eléctrica con los pies apoyados en el suelo.

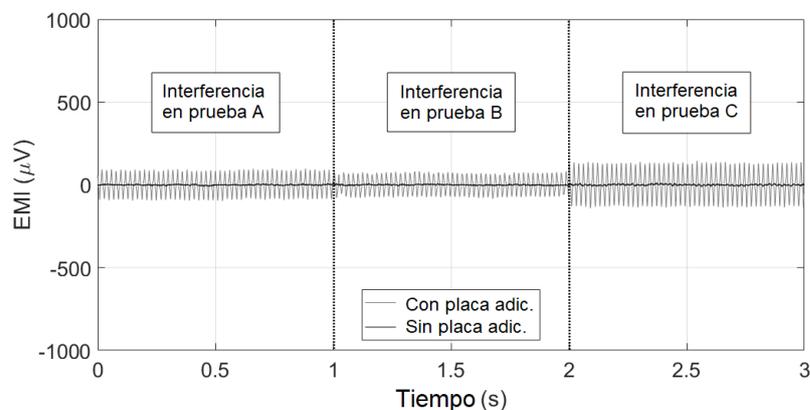


Figura 5.7: Señal EMI adquirida con el sensor SE referido a la entrada, con y sin la placa adicional de cobre de $10\text{ cm} \times 10\text{ cm}$ conectada al dispositivo para tres pruebas diferentes.

Mediciones de biopotenciales

Finalmente, el circuito propuesto fue validado mediante la obtención de registros de señales de sEMG. El experimento realizado para medir sEMG consistió en colocar el sensor en el antebrazo del sujeto (como se muestra en la figura 5.5) y adquirir la señal de forma continua variando la actividad muscular.

Primero, se relajó el antebrazo y se obtuvo una señal muy pequeña correspondiente al ruido del sistema. Luego, se realizaron contracciones del antebrazo haciendo una ligera fuerza con la muñeca y cerrando el puño, logrando un aumento en la amplitud de la señal con características típicas de sEMG. La figura 5.8 muestra dos contracciones del antebrazo separadas por una relajación. La medición de sEMG se validó comparando una señal adquirida con una medición realizada simultáneamente con un dispositivo publicado anteriormente basado en un ADC sigma-delta de alta resolución (Guerrero and Spinelli (2015)). En el apéndice A se detallan en profundidad las características de las pruebas realizadas para esta validación y del equipo adicional utilizado.

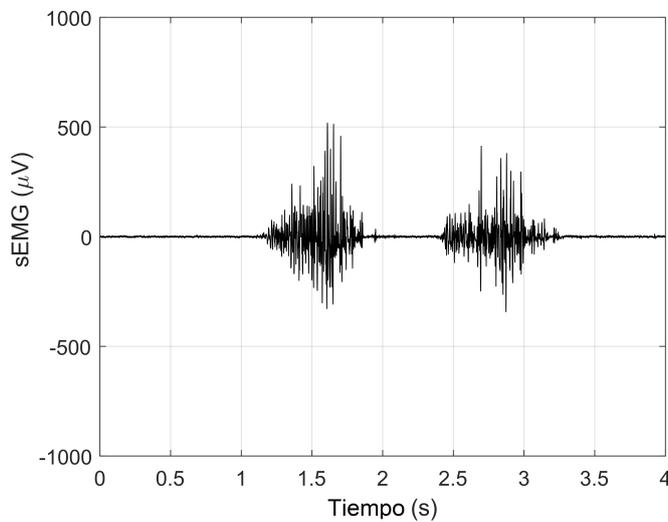


Figura 5.8: Señal de sEMG adquirida con el dispositivo SE referida a la entrada.

El sensor era cómodo, ligero y fácilmente ajustable mediante una banda elástica. El consumo de energía se debe principalmente al módulo BLE ($\lesssim 10 \text{ mA}$), ya que tanto el microcontrolador como los amplificadores operacionales son dispositivos de ultra bajo consumo, lo que permite que una pequeña batería de 250 mAh logre más de 24 hs de funcionamiento continuo. Aunque el módulo BLE permite una larga duración ininterrumpida del dispositivo, limita los movimientos a un espacio muy reducido de no más de 10 m para evitar perder la conexión.

5.5. Discusión

Como se mostró en capítulos previos, un sensor de topología diferencial tiene la característica de rechazar la tensión de modo común. Tiene un mejor rendimiento rechazando EMI en comparación con la topología SE, que no lo rechaza en absoluto. Esto se puede mejorar mucho agregando un circuito DRL, pero implica una mayor complejidad del sensor. A pesar de esto, un sensor SE puede lograr un buen rendimiento y medir EMG de alta calidad incluso sin DRL, si cumple con las condiciones de tamaño pequeño, alimentación a batería y transmisión inalámbrica de datos.

La adquisición de biopotenciales con topología SE sin reducir la tensión v_{EMI} mediante circuitos DRL está limitada por las dimensiones físicas del dispositivo, pero también por la impedancia del electrodo. El sensor presentado se utilizó con electrodos húmedos de baja impedancia. En caso de usar electrodos secos, la interferencia aumentará proporcionalmente con la impedancia como se muestra en la ecuación 5.2.

Por otro lado, se ha demostrado que v_{EMI} también es proporcional a la relación entre las capacitancias C_P y C_B (ecuación 5.7). En este trabajo se consideraron los valores típicos obtenidos del estudio previo realizado por Haberman et al. (Haberman et al. (2011)), pero se puede ver que, para las otras relaciones de capacitancia enumeradas en ese estudio, la tensión de interferencia permanece dentro de los límites aceptables. Su funcionamiento fue verificado experimentalmente para tres casos de estudio, donde fallaba si se excedía la condición de tamaño del dispositivo.

Las ventajas del sensor SE diseñado son su simplicidad, su tecnología inalámbrica y portátil, su bajo consumo de energía y el uso de componentes discretos comerciales de bajo costo y ampliamente disponibles. Estas características permitieron lograr las pequeñas dimensiones y las condiciones de interferencia adecuadas. Además, el ruido total del front-end puede ser muy bajo ya que corresponde al de un solo OA, mientras que en el caso de amplificadores de instrumentación de entrada diferencial corresponde al menos a dos OAs.

El análisis presentado corresponde a pequeños dispositivos independientes con dos electrodos integrados cerca uno del otro, sin cables de paciente. Por esta razón, una aplicación típica son las mediciones de sEMG donde las diferencias de potencial localizadas son de interés. También es posible obtener señales de ECG de un solo canal en una derivación no convencional en el tórax, como se hace en pequeños monitores de ECG comerciales (p. ej., MAX-ECGMonitor de Maxim Integrated, que presenta el front-end analógico de ECG MAX30003). Además, la derivación I del ECG convencional de 12 derivaciones podría medirse tocando los electrodos, uno con cada mano.

5.6. Conclusiones

En este capítulo se demuestra que los pequeños dispositivos inalámbricos que funcionan con baterías son tan robustos contra las interferencias electromagnéticas que los amplificadores SE pueden convertirse en una alternativa viable para las mediciones de biopotenciales, incluso sin un circuito DRL.

El uso de amplificadores SE sin DRL, que no rechazan las señales de modo común ($CMRR = 0 \text{ dB}$), se vuelve factible con una impedancia de aislamiento muy alta. Este aislamiento exige una solución de transmisión de datos inalámbrica y un tamaño reducido para conseguir una capacitancia C_{ISO} muy baja.

El análisis de interferencia de línea eléctrica para este caso muestra que esta solución tan simple es factible y presenta las restricciones bajo las cuales es así: dispositivos de tamaño pequeño con dimensiones menores a $40 \text{ mm} \times 20 \text{ mm}$.

Se implementó un prototipo funcional de un sistema de adquisición inalámbrico de dos electrodos utilizando un amplificador SE. Esto permitió validar el modelo de interferencia de la línea eléctrica con resultados experimentales, incluida la adquisición de señales de sEMG. El prototipo, construido con un tamaño que

cumplió con los lineamientos propuestos, presentó tensiones de interferencia de la línea eléctrica por debajo de $1,2 \mu V_{PP}$ operando en un ambiente de oficina.

Se puede concluir que se puede usar un amplificador de biopotenciales SE si se logra una impedancia de aislamiento lo suficientemente grande con dispositivos inalámbricos de tamaño pequeño. Este enfoque permite mediciones con solo dos electrodos, un diseño de front-end muy simple y un número reducido de componentes.

Capítulo 6

Amplificador doble-diferencial de tres electrodos

La *selectividad espacial* en la adquisición de señales de sEMG es un tema de interés en la bioingeniería. Lograr una medición localizada de la actividad muscular permite mejorar ampliamente el desempeño de los dispositivos adquirentes en aplicaciones clínicas y generales, ya sea para detectar y diagnosticar trastornos neuromusculares (Disselhorst-Klug (2012), Yousefi and Hamilton-Wright (2014), Reaz et al. (2006)), para rehabilitación (Fang et al. (2020)) y para el control de PMIs o prótesis (Jiang et al. (2009), Farina and Holobar (2015), Guo et al. (2017)). El paradigma vestibular pone requisitos exigentes al momento de mejorar la selectividad espacial de una medición (Son et al. (2014)). Como es de esperarse, los electrodos de superficie son más atractivos que los electrodos de aguja que, a pesar de su excelente selectividad espacial, son altamente invasivos, requieren de un profesional especializado para colocarlos y no son cómodos para el usuario (Daube and Rubin (2009)). A su vez, interesa una topología simple con un número reducido de electrodos y componentes.

Las señales de EMG captadas por los electrodos superficiales corresponden a la actividad global de los músculos bajo su colocación, que atraviesa el volumen conductor que es el cuerpo. El principal problema que dificulta la detección de EMG en un músculo en particular o en un área enfocada es el *crosstalk* (Talib et al. (2019)). Este fenómeno ocurre cuando se miden señales EMG que no se originan en el músculo de interés, sino en músculos adyacentes que se activan al mismo tiempo (Mesin (2020)). Por esta razón, han surgido distintas topologías de medición con *arreglos de electrodos* de diferentes dimensiones que buscan atenuar el crosstalk y mejorar la selectividad espacial (Disselhorst-Klug et al. (1997)).

Cada electrodo de medición utilizado en el arreglo es una muestra espacial en la superficie, y dando un peso apropiado a cada potencial de electrodo es posible formar filtros espaciales (Rau and Disselhorst-Klug (1997)). El número de electrodos utilizados y la configuración de medición elegida afectarán directamente la selectividad espacial del sensor (Disselhorst-Klug et al. (1997), Reucher et al. (1987a)).

La configuración más básica es la monopolar, que requiere un único electrodo de medida y su transferencia es unitaria, es decir, no aplica ningún filtrado espacial a la señal detectada (Reucher et al. (1987b)). La configuración bipolar,

también denominada diferencial o simple-diferencial (SD) requiere dos electrodos de medida cuyos pesos son 1 y -1. Tiene una función de transferencia que corresponde a un filtrado espacial pasa-altos, característica de diferenciar la señal y aproximar su primera derivada (Reucher et al. (1987b)). Como se vio en capítulos previos, esta es una de las configuraciones más utilizadas en sEMG ya que rechaza las tensiones de modo común que aparecen en ambos nodos de medición, como la actividad muscular de fuentes relativamente distantes o la interferencia electromagnética (EMI). A diferencia de la configuración monopolar, el SD ya se enfoca en el área más cercana al sensor y los electrodos de medición se colocan uno cerca del otro sobre la piel. Así como la topología SD sustrae dos señales monopolares, se pueden sustraer dos señales SD, dando lugar a la llamada configuración lineal doble-diferencial (DD) (Reucher et al. (1987a), Broman et al. (1985)). Esta topología requiere tres electrodos de medición alineados y equidistantes con pesos 1, -2 y 1. Este arreglo de electrodos lineal implementa un filtrado espacial pasa-altos correspondiente a una doble diferenciación de la señal, rechazando así las fuentes de modo común y modo diferencial (Reucher et al. (1987b), Guerrero et al. (2016)). De esta manera, el arreglo logra un mayor enfoque en el área más cercana y atenúa las fuentes distantes incluso más que la topología diferencial. La figura 6.1 muestra un esquema con las tres configuraciones mencionadas, junto con un electrodo de referencia.

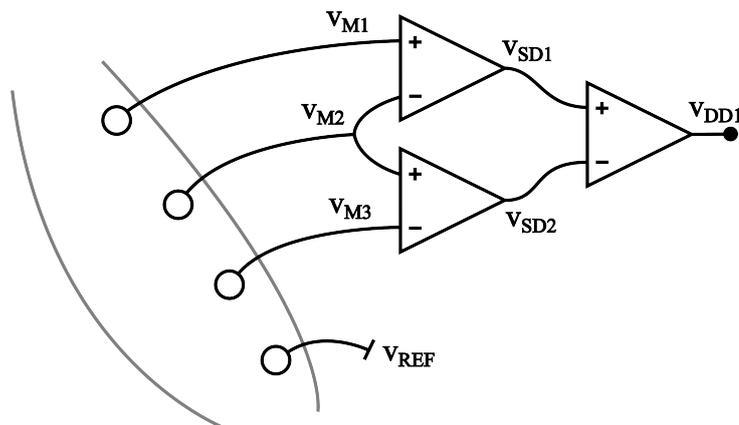


Figura 6.1: Configuraciones de medida respecto a un electrodo de referencia v_{REF} : monopolar (v_M), simple-diferencial (v_{SD}) y doble-diferencial (v_{DD}).

La selectividad del sensor DD se ha demostrado mediante simulación en modelos numéricos (Lowery et al. (2003)), analíticos (Farina et al. (2002b), Farina et al. (2004a)) y experimentalmente (Farina et al. (2003)). En cuanto a la reducción del crosstalk, la discusión no es fácil ya que el análisis pasa por diferenciar tanto la señal EMG que se propaga a través de la fibra muscular como la que se produce al llegar a los tendones (Farina et al. (2002a)). Sin embargo, trabajos previos han demostrado experimentalmente que la topología DD sirve para reducir el crosstalk, aunque no la elimina por completo (Farina et al. (2002a), Germer et al. (2021), De Luca et al. (2012), van Vugt and van Dijk (2001)).

En la literatura se pueden encontrar varias formas de implementar un canal

DD, tanto analógico como digital. Las implementaciones digitales típicas para un sensor DD consisten en adquirir tres canales monopolares de alta impedancia a través de buffers de tensión y realizar la combinación lineal asignando digitalmente los pesos correspondientes (Disselhorst-Klug et al. (1997), Farina et al. (2003), van Vugt and van Dijk (2001)). En este caso, la etapa analógica es mínima, pero la etapa digital requiere un ADC con al menos tres canales y un microcontrolador que realice el procesamiento posterior.

Por otro lado, el enfoque analógico es muy atractivo para los dispositivos portátiles porque requiere un menor consumo de energía que una implementación digital (Hall et al. (2005)). La forma tradicional de implementar un sensor DD es usar tres amplificadores de instrumentación (IA) como se muestra en la figura 6.2a (Reucher et al. (1987a), Reucher et al. (1987b), Broman et al. (1985), De Luca and Merletti (1988)). En este caso, se requieren tres electrodos de medición y un electrodo de referencia. Luego, la señal de salida v_{DD} puede adquirirse mediante un ADC de entrada simple. En caso de disponer de un ADC de entrada diferencial, se puede omitir el IA_3 en la figura 6.2a. Otra forma de implementar un canal DD es usando tres buffers de tensión y un circuito sumador como se muestra en la figura 6.2b (Guerrero et al. (2016)). Esta alternativa de salida diferencial reduce la complejidad del diseño anterior a solo cuatro OAs, logrando un menor costo y consumo de energía. Si un ADC de entrada diferencial no está disponible, se puede agregar un IA adicional para acondicionar la señal v_{DD} .

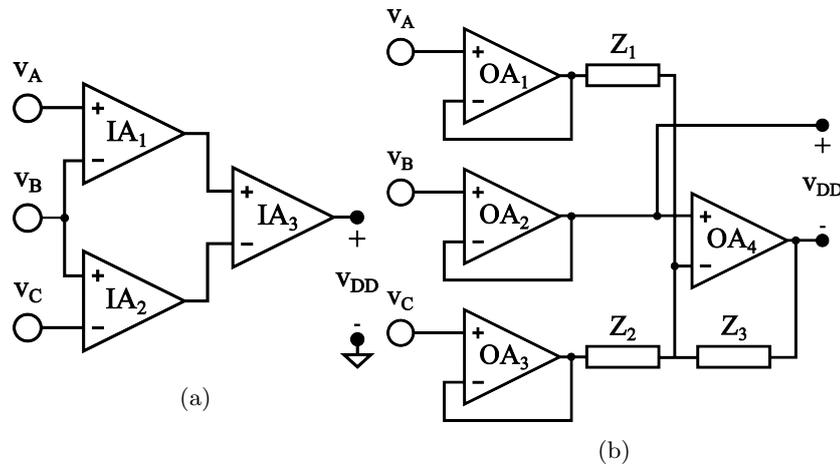


Figura 6.2: Implementaciones conocidas de un sensor doble-diferencial: (a) con amplificadores de instrumentación y (b) con buffers y un circuito sumador

Además de estas implementaciones analógicas de un sensor DD basadas en tensión, recientemente se propuso una alternativa basada en corriente utilizando 2 OAs y un dispositivo *current-conveyor*, pero su implementación práctica basada en amplificadores operacionales tiene una salida diferencial y requiere 5 OAs (Guerrero et al. (2022)).

Todas las implementaciones enumeradas requieren al menos tres OA o incluso más si no se proporciona un ADC de entrada diferencial. Además, normalmente se implementa un circuito DRL para aumentar el CMRR para rechazar las fuentes de EMI, lo que incluye al menos un OA adicional y una mayor

complejidad de diseño. Además, todos los sensores DD actualmente conocidos requieren cuatro electrodos, tres para los nodos de medición y uno de referencia que permite establecer un camino para las corrientes de polarización de los amplificadores y la polarización de continua en el cuerpo (figura 6.1). Es deseable reducir tanto las partes activas como la cantidad de electrodos necesarios para los dispositivos portátiles vestibles o para circuitos integrados de aplicación específica (ASIC) donde un ADC es atendido por un front-end.

En el marco de esta tesis se desarrolló un amplificador novedoso de dos modos, capaz de adquirir señales DD y señales SD simultáneamente desde el mismo conjunto de electrodos (Catacora et al. (2023a)). La novedad más significativa del trabajo realizado es que la configuración propuesta requiere únicamente de tres electrodos para realizar esta medida, frente a las topologías tradicionales que requieren al menos 4 electrodos, constituyendo un avance en el estado del arte específico para el campo de las medidas fisiológicas. Además, el amplificador presentado tiene la topología publicada más simple para la adquisición exacta de señales DD, requiere solo dos OAs, proporciona una salida simple y no tiene DRL.

Otro aspecto original del método propuesto es hacer uso de la tensión de modo común, que generalmente se rechaza, para obtener la señal DD de interés mientras se retiene la señal SD de sEMG en el modo diferencial, constituyendo así un sensor de *modo dual*. En este trabajo publicado se caracterizó teóricamente la topología, se encontraron sus ecuaciones de diseño y finalmente se realizó una validación experimental, incluyendo pruebas con señales EMG reales al incluirlo como front-end en un dispositivo portátil.

6.1. Métodos

En el capítulo anterior y en trabajos previos (Catacora et al. (2022b), Prutchi and Norris (2005), Metting van Rijn et al. (1990), Thakor and Webster (1980)), se ha demostrado que la configuración SD típica con tres electrodos (figura 6.3a), dos para medición y uno para tierra o referencia, y un IA se puede reducir a un amplificador SE (figura 6.3b) con solo dos electrodos. Esto es muy beneficioso principalmente para sistemas vestibles y portátiles, ya que simplifica enormemente el diseño del sistema de medición y reduce su consumo de energía. Sin embargo, a costa de su simplicidad, un amplificador SE no rechaza las fuentes en modo común ($CMRR = 0$ dB), sino que las amplifica junto con la señal de interés. Esto puede parecer inaceptable para mediciones de biopotenciales debido a EMI, pero en esta tesis se ha demostrado su viabilidad si se obtiene una alta impedancia de aislamiento gracias al diseño de un dispositivo de pequeño tamaño, alimentado por batería y con transmisión inalámbrica de datos. El esquema SE simple de la figura 6.3b funciona de manera confiable si se cumple la restricción de tamaño físico. El objetivo de este nuevo trabajo es extender este esquema para registrar una señal DD de sEMG utilizando solo tres electrodos y amplificadores SE.

Esquema propuesto

La señal de salida de un amplificador DD debe realizar la siguiente combinación de los nodos de entrada:

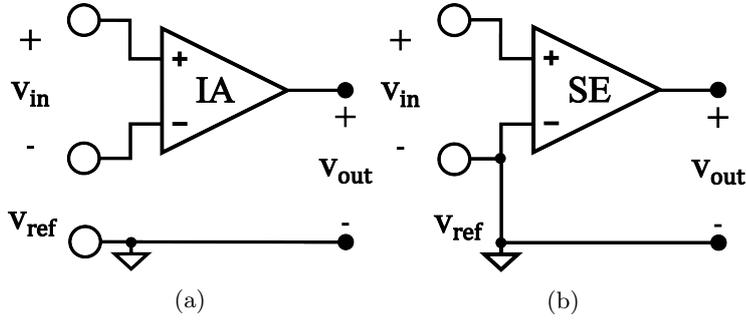


Figura 6.3: Esquemas de medición utilizando: (a) amplificador diferencial de tres electrodos convencional y (b) amplificador single-ended de dos electrodos alternativo.

$$v_{DD} = G_{DD}(v_A - 2v_B + v_C), \quad (6.1)$$

donde G_{DD} es la ganancia DD del amplificador, y v_A , v_B y v_C son los tres nodos de entrada (figura 6.2). Para lograr esto, se propone modificar el circuito basado en amplificadores de instrumentación convencional que se muestra arriba en la figura 6.2a, invirtiendo la polaridad de entrada de IA_2 . De esta forma, la diferencia que hace el IA_3 se convierte en una adición y puede ser reemplazada por una simple red de promediación pasiva.

Dado que la persona se encuentra a un potencial flotante, el potencial de tierra del amplificador se puede asignar en cualquier lugar, ya sea con un electrodo adicional como es usual (figura 6.1), o mediante uno de los electrodos de medición. Al conectar el electrodo central (v_B) a tierra, los amplificadores de instrumentación $IA_{1,2}$ funcionan como amplificadores SE y pueden ser reemplazados por circuitos más simples, dando como resultado el esquema propuesto que se muestra en la figura 6.4.

La señal de interés V_{DD} de la figura 6.4 está en el modo común de salida del circuito, por lo que es importante medirlo. Este es un aspecto novedoso de la topología propuesta, ya que el modo común suele ser rechazado en los amplificadores tradicionales por no tener ninguna señal de interés en ellos. Además, el esquema de la figura 6.4 también se puede utilizar para adquirir simultáneamente la señal SD entre las salidas de los OA como

$$v_{SD} = v_{SE1} - v_{SE2} = G_{SD}(v_A - v_C), \quad (6.2)$$

donde G_{SD} es la ganancia SD del amplificador, funcionando como un front-end diferencial clásico (Spinelli et al. (2022)). Por lo tanto, el circuito propuesto puede proporcionar tanto v_{SD} como v_{DD} . El primero se puede obtener a partir de su tensión en modo diferencial y el segundo a partir de su tensión en modo común: es un sensor de modo dual. El trabajo realizado se centró en la novedad que es la señal DD obtenida con el modo común, sin circuito DRL, con solo tres electrodos y un número reducido de componentes.

Notar que solo las pequeñas corrientes de polarización del amplificador fluyen a través de las impedancias de los electrodos, y la diferencia de las corrientes de las impedancias Z_1 fluye a tierra sin afectar el potencial v_B . El sensor

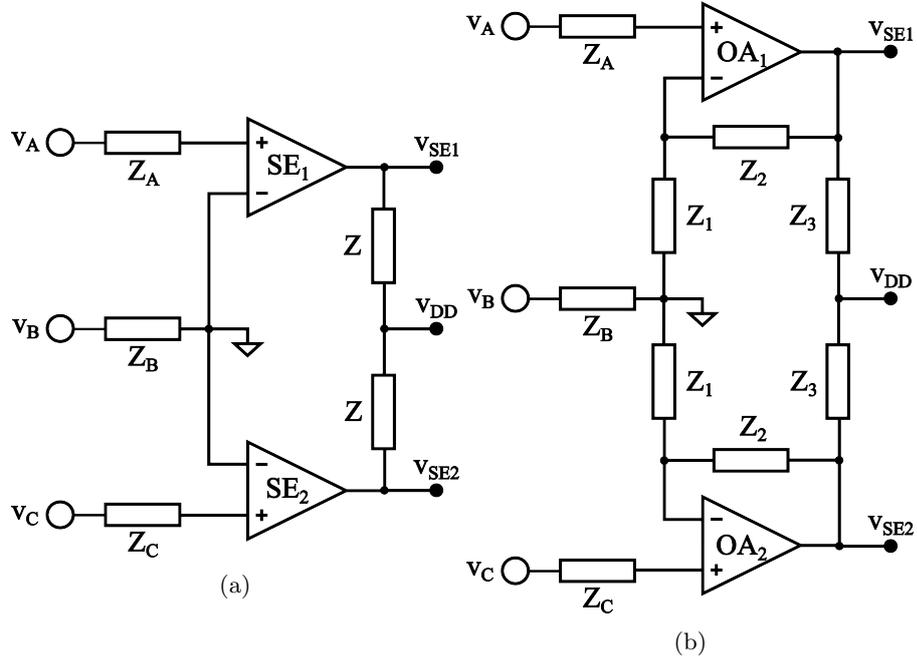


Figura 6.4: Configuración novedosa para un amplificador de sEMG simple- y doble-diferencial: (a) topología propuesta con amplificadores SE y (b) circuito esquemático

propuesto requiere una persona flotando respecto a la tierra del circuito. Esto significa que si se utilizan varios sensores, cada uno debe tener su propia batería y conexión a tierra. Esta condición no es restrictiva sino habitual en los modernos sistemas de adquisición de sEMG construidos como nodos independientes conectados por una red inalámbrica (Cerone et al. (2019), Catacora et al. (2020), Rossi et al. (2021)).

Transferencia doble-diferencial (G_{DD})

Para el modo DD, el amplificador propuesto en la figura 6.4b tiene dos entradas y una salida ya que el potencial de v_B se establece como un potencial de referencia, pudiendo definir dos ganancias en total. Sin embargo, la novedad de este front-end es que incluye la señal EMG de doble diferencial embebida en el modo común, amplificándola por la transferencia G_{DD} definida como

$$G_{DD} = v_{DD}/(v_A - 2v_B + v_C). \quad (6.3)$$

Para obtener una expresión de la transferencia G_{DD} , las salidas de cada amplificador SE compuesto por $OA_{1,2}$ y $Z_{1,2}$ se pueden calcular por separado como:

$$v_{SE1} = G_{SE}(v_A - v_B), \quad (6.4)$$

$$v_{SE2} = G_{SE}(v_C - v_B), \quad (6.5)$$

donde $G_{SE} = 1 + Z_2/Z_1$ es la ganancia del amplificador SE. Entonces, el promedio hecho por las impedancias Z_3 se puede calcular como

$$v_{DD} = (v_{SE1} + v_{SE2})/2 = G_{SE}(v_A - 2v_B + v_C)/2. \quad (6.6)$$

Por tanto, de la ecuación 6.6 se obtiene la transferencia G_{DD} resultante:

$$G_{DD} = G_{SE}/2 = (1 + Z_2/Z_1)/2. \quad (6.7)$$

Las impedancias $Z_{1,2}$ son las que definen la ganancia del amplificador DD, pudiendo también establecer un ancho de banda de interés (desde 5 Hz hasta 500 Hz para sEMG). De esta forma, se pueden evitar componentes no deseados como el potencial de continua de los electrodos de superficie, el ruido electrónico o las interferencias de alta frecuencia.

Relación de rechazo de modo diferencial (DMRR)

Un factor de mérito importante para evaluar el rendimiento del amplificador doble-diferencial es la relación de rechazo de modo diferencial (DMRR). A diferencia de un front-end diferencial EMG convencional, en este caso la señal de interés está en el modo común. Por lo tanto, se desea minimizar la relación de la salida en modo común (v_{DD}) debido a la entrada en modo diferencial ($v_A - v_C$), y así maximizar el DMRR definido como

$$DMRR = \frac{G_{DD}}{v_{DD}/(v_A - v_C)}. \quad (6.8)$$

Idealmente, una entrada diferencial no produce un modo común en el circuito y, por lo tanto, el DMRR es infinito. Sin embargo, los desbalances de los componentes utilizados para el montaje del circuito pueden provocar una transformación de modo no deseada pero real a efectos prácticos. Considerando que la señal diferencial también corresponde a fuentes EMG pero interpretada como crosstalk, la banda DMRR de interés será la misma que para la señal DD (Guerrero et al. (2022)).

Interferencia electromagnética (EMI)

El objetivo de la topología propuesta es reducir el número de componentes y electrodos para la medida de señales DD. Sin embargo, cuanto más simple es el front-end, más vulnerable se vuelve a EMI. Es por eso que la mayoría de los circuitos integrados comerciales actuales enfocados en mediciones de biopotenciales implementan topologías de entrada diferencial e incluyen circuitos DRL (por ejemplo, ADS1299 de Texas Instruments y AD8233 de Analog Devices). A pesar de esto, gracias a la transmisión inalámbrica de datos, alimentación por batería y miniaturización en el diseño, se demostró en Catacora et al. (2022b) que es posible adquirir sEMG con amplificadores SE y *DRL-Free*. Esta capacidad está directamente relacionada con la capacitancia de aislamiento (C_{ISO}) del dispositivo, siendo factible para dimensiones físicas reducidas. De esta forma, la interferencia no se rechaza activamente, sino que se reduce a valores insignificantes al minimizar el área de la placa de circuito impreso.

El voltaje de interferencia (v_{EMI}) del sistema propuesto en este trabajo debido al acoplamiento capacitivo con la red de distribución eléctrica aparece

sumado directamente a la señal de modo común, y es proporcional a la corriente de interferencia (i_{ISO}) que ingresa al sistema a través del electrodo de referencia v_B , y su impedancia de electrodo (Z_B) como

$$v_{EMI} = i_{ISO}Z_B. \quad (6.9)$$

Como se demuestra en Catacora et al. (2022b) para valores típicos de tensión de línea y capacidades de acoplamiento, para alcanzar valores de v_{EMI} por debajo del orden de $10 \mu V_{PP}$, se requieren capacidades C_{ISO} inferiores a $1 pF$, que corresponden a dispositivos de muy pequeño tamaño (circuitos impresos con área efectiva cerca de $40 mm \times 20 mm$). Además, se requieren valores Z_B correspondientes a electrodos húmedos (del orden de $10 k\Omega$).

Ruido

Las principales fuentes de ruido del sistema propuesto son las proporcionadas por el $OA_{1,2}$ y por Z_1 , ya que se ven afectadas por la amplificación. Para los OAs, esto incluye tanto el ruido de tensión ($v_{n,OA}$), como el ruido de corriente ($i_{n,OA}$) que circula por las impedancias de electrodos Z_A y Z_C correspondientes a cada entrada, y retorna por Z_B . El resto de las fuentes son despreciables. Por tanto, si $OA_1 = OA_2$, $Z_A = Z_B = Z_C$, y R_1 es la parte resistiva de Z_1 (figura 6.5), la densidad espectral de potencia de ruido total del sistema referida a la entrada es

$$v_{n,i}^2 \cong 2(v_{n,OA}^2 + i_{n,OA}^2(2Z_A)^2 + v_{n,R_1}^2 + i_{n,OA_1}^2 R_1^2). \quad (6.10)$$

Si se desea una implementación de bajo ruido, se pueden usar valores bajos de R_1 (del orden del $k\Omega$), y la ecuación 6.10 se convierte en

$$v_{n,i}^2 \cong 2(v_{n,OA}^2 + i_{n,OA}^2(2Z_A)^2). \quad (6.11)$$

Notar que Z_A puede aumentar la contribución del ruido actual. Sin embargo, si se utilizan OAs CMOS cuyas corrientes de ruido son muy bajas (del orden de fA/\sqrt{Hz}), predomina el ruido de tensión.

6.2. Resultados experimentales

Circuito propuesto

Para verificar que la topología propuesta funciona como un sensor sEMG DD, se diseñó y fabricó un prototipo de tres electrodos con componentes de montaje superficial (SMD) discretos sobre los cuales se realizaron pruebas de banco. El circuito implementado se muestra en la figura 6.5 junto con los valores de los componentes utilizados. Notar que aunque en esta implementación de la topología propuesta, implementada para pruebas de banco, se utilizan dos OAs adicionales (OA_3 para el potencial de referencia y OA_4 para la entrada ADC), los cuales son adiciones externas al amplificador propuesto. Sin embargo, pueden evitarse en implementaciones prácticas dentro de dispositivos portátiles. Las resistencias $R_{1,2}$ forman una ganancia de banda de paso constante (G) de $40 dB$, y los capacitores $C_{1,2}$ limitan dicha ganancia al ancho de banda sEMG. Para este circuito, la función de transferencia SE es

$$G_{SE} \cong \frac{(s\tau_1 G + 1)(s\tau_2/G + 1)}{(s\tau_1 + 1)(s\tau_2 + 1)} \quad (6.12)$$

donde $\tau_1 = R_1 C_1$, $\tau_2 = R_2 C_2$, y $G = 1 + R_2/R_1$. Se utilizó el OA cuádruple OPA4336, ya que está enfocado a aplicaciones portátiles de bajo consumo. Además, cuenta con alta impedancia de entrada, salida rail-to-rail, bajo ruido y su producto ganancia-ancho de banda permite ganancias de hasta 40 dB a 1 kHz. El condensador C_2 se ajustó para lograr una frecuencia de corte pasabajos superior adecuada para las mediciones de sEMG, junto con la ganancia de lazo abierto (A_{OL}) limitada de los OAs. Finalmente, las resistencias R_3 permiten calcular el modo común de la medida dividiendo G_{SE} por 2 como se muestra en la ecuación 6.7, obteniendo una ganancia G_{DD} de 34 dB en la banda de paso de sEMG. La transferencia total de G_{DD} del circuito diseñado considerando la transferencia A_{OL} de los OAs es

$$G_{DD} = \frac{1}{2} \frac{G_{SE}}{1 + \frac{G_{SE}}{A_{OL}}}. \quad (6.13)$$

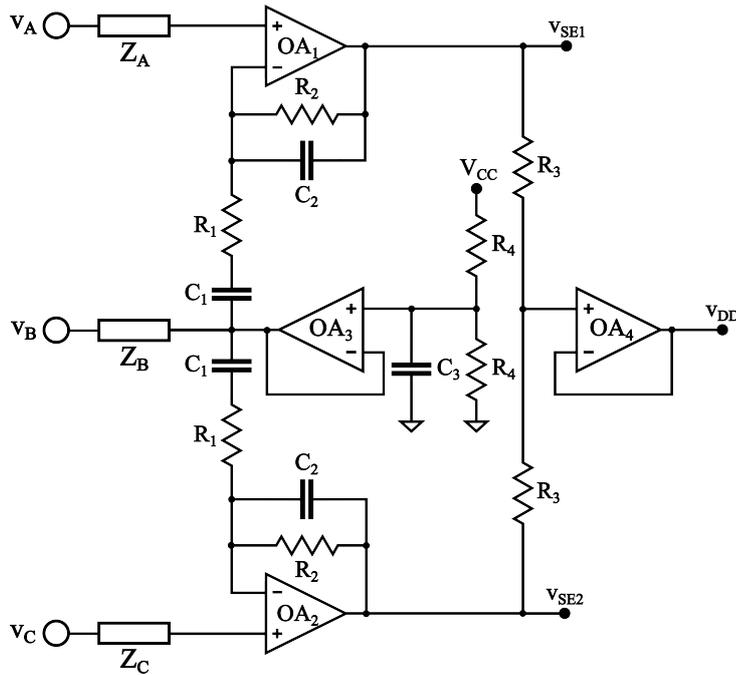


Figura 6.5: Amplificador doble-diferencial propuesto para señales de sEMG. Se puede construir con un amplificador operacional cuádruple. Los valores de los componentes utilizados en este trabajo fueron: OAs=OPA4336, $R_1 = 3 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 300 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 10 \text{ }\mu\text{F}$, $C_2 = 560 \text{ pF}$, $R_3 = 47 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 47 \text{ k}\Omega$, $C_3 = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$.

El sistema se alimentó con fuente simple de 5 V, proveniente de baterías. Por lo tanto, el nodo v_B se estableció en un potencial de referencia igual a la mitad del rango de salida permitido por los OAs, implementado con R_4 , C_3 y OA_3 . Con el OA_4 restante se hizo un seguidor de tensión para poder enviar

la señal medida V_{DD} a la entrada del ADC a través de un cable largo sin interferencias.

La figura 6.6 muestra la transferencia G_{DD} del circuito propuesto simulado en el software TINA de Texas Instruments con el modelo de A_{OL} del OA obtenido de su hoja de datos, junto con la medida experimental realizada con el 35670A Dynamic Signal Analyzer de Agilent. De las mediciones experimentales se obtuvo que la frecuencia de corte inferior de 3 dB es de 5 Hz y la frecuencia de corte superior de 3 dB es de 460 Hz (Van Doxel (2001)). En el apéndice B se muestra en detalle un esquema de las conexiones realizado (Catacora et al. (2023b)).

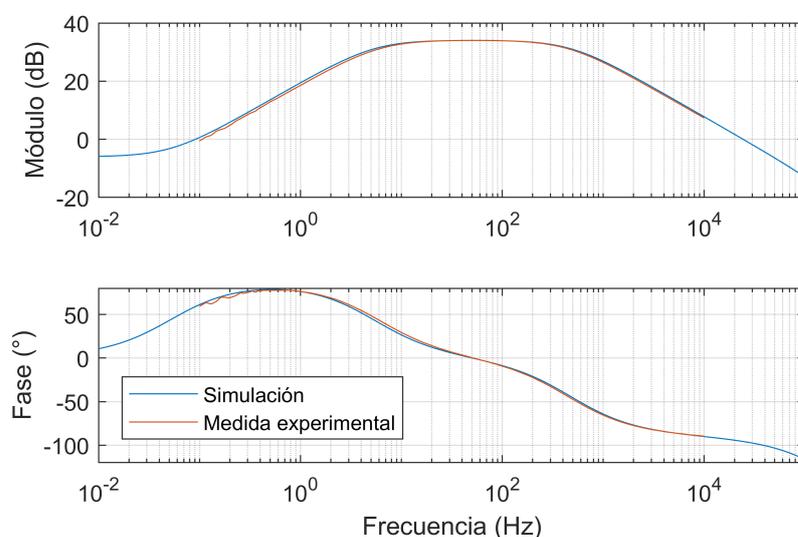


Figura 6.6: Respuesta en frecuencia del circuito implementado.

Pruebas de banco para validación

Para verificar que el sensor realmente mide las señales DD como se muestra en la ecuación 6.1, se midieron siete nodos de entrada/salida del circuito durante una sesión de adquisición de sEMG. Se utilizó un dispositivo de medición multi-canal previamente validado basado en el ADC ADS1299 de 8 canales de Texas Instruments (Guerrero et al. (2016), Guerrero and Spinelli (2015), Guerrero et al. (2022), Catacora et al. (2023b)). Se midieron los nodos de salida v_{DD} , $v_{SE1,2}$ y v_{SD} , y también se adquirieron los nodos de entrada v_A , v_B y v_C usando seguidores de tensión adicionales hechos con un quad OA (TLC2274). Con estos tres últimos registros, las señales v_{DD} y v_{SD} pueden formarse fácilmente mediante un post-procesamiento digital en la computadora, lo que permite verificar si el amplificador cumple con las ecuaciones 6.1 y 6.2 al medir todas las señales simultáneamente desde los mismos electrodos. Los registros tomados por el dispositivo de adquisición fueron enviados a una computadora portátil. Para evitar EMI, la computadora portátil se usó desenchufada de la tensión de línea y el sujeto completo se colocó dentro de una jaula de Faraday con el sistema de adquisición. Esto solo se requiere en esta prueba

de validación en particular donde todos los dispositivos utilizados para medir no cumplen con la condición de tamaño establecida en Catacora et al. (2022b). En una aplicación real del circuito propuesto, el sistema completo (con todos los dispositivos incluidos conectados galvánicamente) debe tener un tamaño reducido de aproximadamente $40\text{ mm} \times 20\text{ mm}$. La distancia entre electrodos fue de 20 mm , todos los canales se adquirieron con una tasa de muestreo de 1 kHz y se filtraron digitalmente con un filtro pasa-banda Butterworth de cuarto orden de 5 Hz a 450 Hz (Van Doxel (2001)). No se utilizó filtro notch. En el apéndice B se muestra en detalle un esquema de las conexiones realizado (Catacora et al. (2023b)).

El experimento realizado consistió en medir sEMG en el antebrazo de un sujeto sano de 28 años, colocando el sensor con tres electrodos húmedos Printex auto-adhesivos desechables en el músculo objetivo, el *flexor carpi radialis*. En las pruebas se midieron una serie de flexiones y extensiones de muñeca y mano de la extremidad que tiene el sensor, realizadas únicamente por la persona. De esta manera, fue posible medir la sEMG debido a la activación muscular. Además, al ser el sensor de modo dual, se podría contrastar la señal DD con la señal SD, y así discernir las flexiones (objetivo) de las extensiones (crosstalk) gracias a la selectividad espacial de la medida DD. Esto se debe a que los músculos extensores que generan el crosstalk, ubicados en la zona posterior del antebrazo, se encuentran a mayor distancia del sensor que los músculos flexores objetivos, ubicados en la parte anterior del antebrazo.

El resultado del experimento que valida la medida de señales DD con el sensor propuesto es la comparación de la forma de onda v_{DD} medida por el amplificador con la combinación lineal $v_A - 2v_B + v_C$ realizada digitalmente. Ambas señales registradas durante una contracción muscular se muestran en la figura 6.7, donde la señal analógica se dividió por la ganancia G_{DD} del amplificador. La similitud de las señales se cuantificó mediante el cálculo del coeficiente de correlación y el resultado fue $\rho = 98,34\%$.

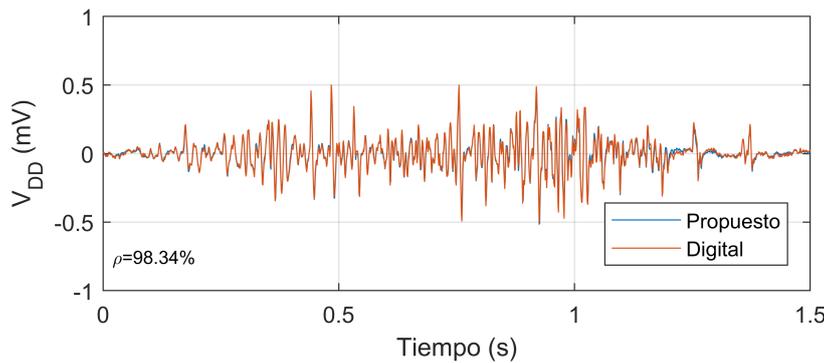


Figura 6.7: Contracción muscular adquirida por el sensor DD propuesto referido a la entrada, en comparación con la señal DD armada digitalmente medida directamente en los nodos v_A , v_B y v_C .

Finalmente, la figura 6.8 muestra un fragmento de 10 segundos de los registros correspondientes a las señales SD y DD. En este fragmento, el sujeto tiene el antebrazo inicialmente relajado y luego realiza la siguiente rutina: flexión, relajación, extensión, relajación, flexión, relajación. En el material complementen-

tario a este trabajo publicado hay un video ejemplificado de flexión y extensión (Catacora et al. (2023b)). Como resultado se puede observar la notable atenuación del EMG debido a la extensión en el registro DD respecto al SD, validando la selectividad espacial del sensor DD de acuerdo con la bibliografía.

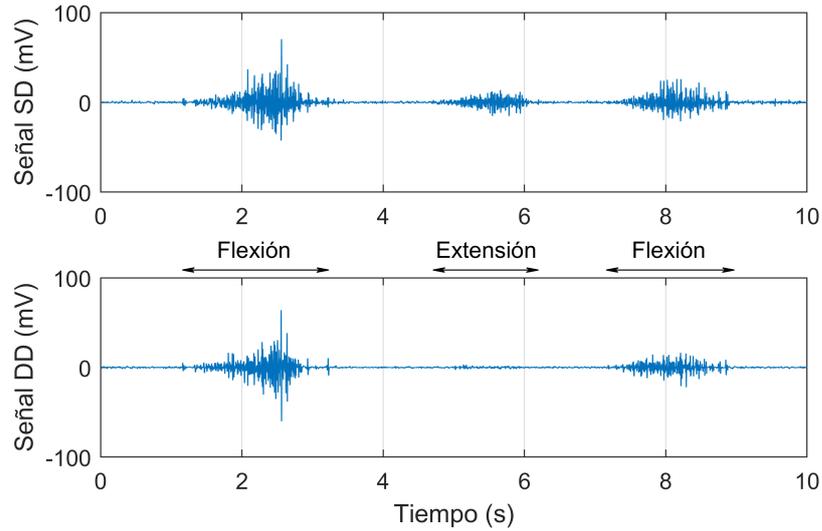


Figura 6.8: Dos modos de señales sEMG adquiridas por el sensor propuesto. Se puede observar que la señal DD recibe significativamente menos actividad muscular correspondiente a una extensión.

Mediciones experimentales de DMRR

Los desequilibrios de los componentes pasivos ($R_{1,2,3}$ y $C_{1,2}$) del circuito propuesto (figura 6.5) son los que limitan principalmente el DMRR. Esto se debe a que afectan directamente la transferencia de los dos semi-circuitos y pueden causar una transformación de modo no deseada. Los desbalances entre los OAs dentro de un mismo chip se consideran insignificantes en comparación con estos. Los desbalances en las resistencias $R_{1,2}$ producirán una diferencia en las ganancias de los amplificadores SE en la frecuencia de paso, y los desbalances en los capacitores $C_{1,2}$ moverán las frecuencias de corte de transferencia. Además, los desbalances en las resistencias R_3 permitirán que pase una pequeña fracción de la señal no deseada. Mediante un análisis de Monte Carlo del circuito por simulación, donde se proponen resistencias con desbalances del 1% y capacitores con desbalances del 10%, se verificó que prácticamente en todos los casos se alcanzan los 30 dB en el ancho de banda de interés. Se puede encontrar un mayor desarrollo de este análisis en el apéndice C (Catacora et al. (2023b)). Al medir uno por uno los componentes utilizados para construir el circuito, también se puede estimar el DMRR esperado a través de la simulación. Utilizando el Amplificador Lock-In DSP SR865A de 4 MHz de Stanford Research Systems para inyectar señales sinusoidales diferenciales y medir la salida para distintas frecuencias, se obtuvieron muestras experimentales del DMRR en el ancho de banda de interés, las cuales concuerdan con los valores

esperados por simulación. Los resultados se muestran en la figura 6.9, donde se puede observar que el sensor tiene valores de DMRR siempre por encima de los 40 dB. Esto garantiza que la señal diferencial medida no deseada será al menos 100 veces más pequeña que la señal DD. En el apéndice B se muestra en detalle un esquema de las conexiones realizado.

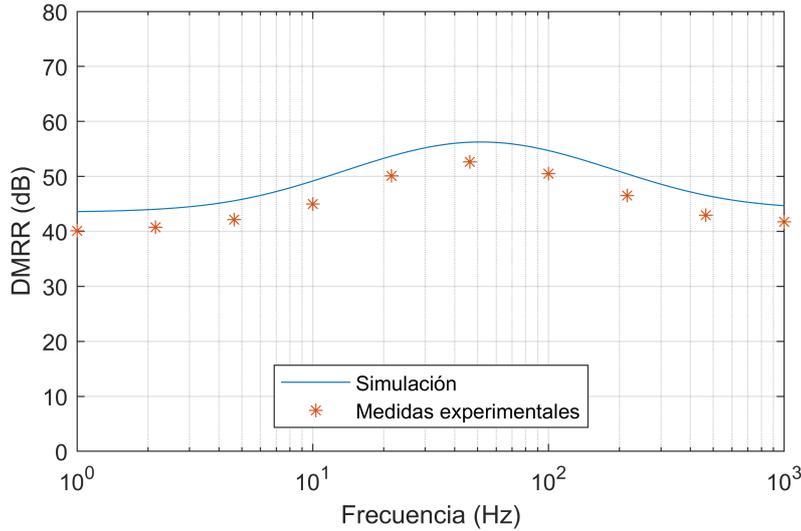


Figura 6.9: Medidas experimentales de DMRR del amplificador implementado en el ancho de banda sEMG.

Mediciones experimentales de ruido

El OPA4336 utilizado para construir el circuito tiene un ruido en corriente que, multiplicado por una impedancia típica de electrodo húmedo de 10 kΩ, es insignificante en comparación con su ruido en tensión. Por tanto, el ruido total del circuito referido a la entrada corresponde principalmente al ruido en tensión de dos OA como

$$v_{n,i} = \sqrt{2}v_{n,OA}, \quad (6.14)$$

donde la curva $v_{n,OA}$ se obtiene de la hoja de datos con unidades de V_{RMS}/\sqrt{Hz} . La figura 6.10 muestra el ruido esperado según la ecuación 6.14, junto con el ruido medido experimentalmente con el Dynamic Signal Analyzer 35670A de Agilent referido a la entrada que lo valida. El ruido total integrado entre 5 Hz y 450 Hz referido a la entrada es de aproximadamente 2,1 μV_{RMS} , considerado apropiado para medidas sEMG y similar a otros amplificadores encontrados en la literatura (Guerrero et al. (2022)). Además, su factor de proporcionalidad mostrado en la ecuación 6.14 es menor en comparación con las topologías vistas en la figura 6.2 debido al uso de menos OAs en la entrada, lo que muestra una mejora en el rendimiento en este aspecto.

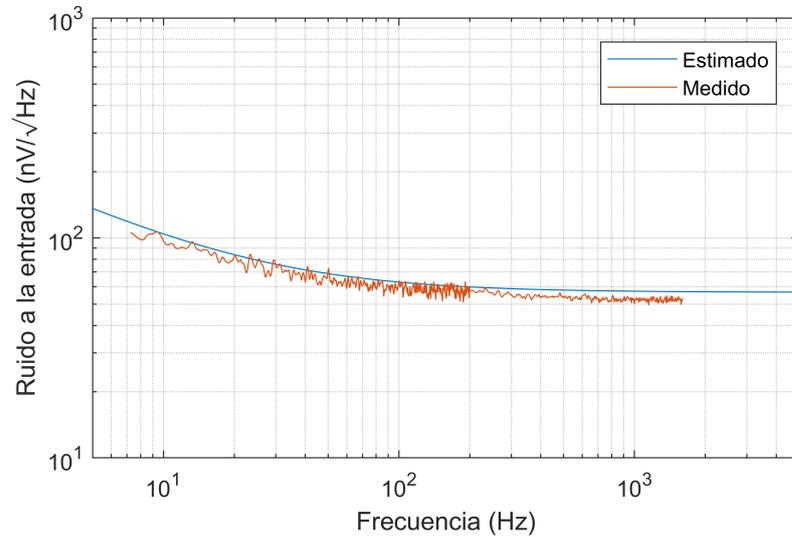


Figura 6.10: Mediciones experimentales de ruido del amplificador implementado en el ancho de banda sEMG.

Adquisición de señales de sEMG en un dispositivo vestible

Como prueba experimental final, el amplificador propuesto se utilizó dentro de un pequeño dispositivo de adquisición portátil alimentado por batería con transmisión inalámbrica de datos para medir sEMG. El dispositivo de adquisición fue presentado y validado en Guerrero and Spinelli (2015), y utilizado en este trabajo con una ganancia modificada de 34,7 dB. El sistema de adquisición portátil implementado se colocó en el músculo *flexor carpi radialis* de un sujeto de prueba con electrodos húmedos Printex, y se registró sEMG debido a las flexiones de la muñeca y la mano. La figura 6.11 muestra un fragmento del registro adquirido (referido a la entrada) donde se puede observar una contracción muscular, validando el uso del dispositivo en una aplicación real. La señal adquirida con este prototipo tiene una interferencia de 50 Hz de aproximadamente 2,41 μV_{RMS} . En la figura 6.12, el sensor fabricado utilizado para los experimentos se puede ver colocado en el antebrazo de un usuario. Más imágenes del sensor pueden encontrarse en el apéndice B (Catacora et al. (2023b)).

6.3. Conclusiones

En este capítulo se presentó un novedoso amplificador para mediciones de sEMG que requiere solo tres electrodos, se encuentra basado en amplificadores SE de diseño simple, posee un número reducido de componentes y está enfocado a dispositivos vestibles y portátiles de tamaño reducido.

El sensor tiene dos modos de adquisición: puede medir la señal doble-diferencial de sEMG en el modo común de salida del circuito y la señal simple-diferencial de sEMG en el modo diferencial de salida del circuito.

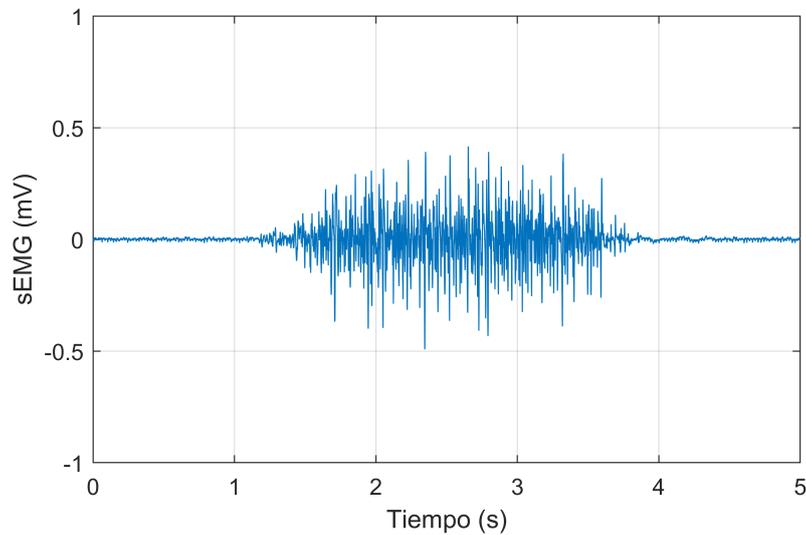


Figura 6.11: Señal de sEMG adquirida con el sensor DD propuesto conectado a un pequeño dispositivo de adquisición alimentado por batería con transmisión de datos inalámbrica.



Figura 6.12: Sensor portátil fabricado con el amplificador doble-diferencial propuesto colocado en el antebrazo de un usuario.

Para poder medir con baja interferencia electromagnética de la tensión de red, es necesario lograr una impedancia de aislamiento suficientemente grande. Se implementó un circuito simple con componentes discretos que permitió validar el funcionamiento de la topología propuesta sin utilizar circuito DRL.

El prototipo construido posee ganancia solo en el ancho de banda sEMG, bajo ruido y alto DMRR. Además, se verificó la medición de las señales DD del amplificador comparando con un dispositivo de adquisición adicional multi-canal de alta resolución. Como validación de una aplicación real, el circuito propuesto se utilizó dentro de un pequeño dispositivo portátil para medir sEMG.

Los resultados de este trabajo validan que el amplificador propuesto mide señales DD sEMG con solo tres electrodos y es adecuado para su uso en sis-

temas vestibles y portátiles. Esta topología requiere un electrodo menos de lo habitual y tiene un diseño extremadamente simple con un número reducido de componentes.

Capítulo 7

Modelado de electromiograma

Esta tesis se encuentra enfocada al estudio de las señales de EMG y su adquisición, en donde se han desarrollado circuitos con procesamiento analógico de señal para mejorar la selectividad espacial de la medición. Los arreglos de electrodos utilizados hasta el momento fueron del menor tamaño posible, como la adquisición simple- y doble-diferencial, ya que se enfocaron al paradigma vestible. En busca de una adquisición más localizada de las señales de EMG, es posible extender el procesamiento analógico a un arreglo de electrodos de mayor tamaño, pero esto implica diseñar e implementar circuitos de acondicionamiento demasiado complejos y costosos. Sin embargo, el procesamiento digital permite adquirir las señales del arreglo de forma simple con topología monopolar e implementar algoritmos especializados que mejoren las bondades de la medición.

Realizar pruebas de circuitos analógicos de adquisición de pocos componentes y electrodos es factible, tanto en programas de simulación como experimentalmente. Sin embargo, para proponer, diseñar y probar algoritmos de procesamiento digital de señales enfocados a la medición de EMG con arreglos de mayores dimensiones es necesaria una herramienta dedicada, como es un modelo computacional de simulación.

La simulación de señales de EMG a través de modelos computacionales es un tema de interés dentro de la bioingeniería actual (Lowery (2016)). Estos modelos de simulación son una herramienta valiosa para el estudio y comprensión del EMG dada la complejidad de la señal (Merletti and Muceli (2019)). Permiten realizar estudios puntuales de cómo influyen algunos factores al EMG, como pueden ser: la forma del cuerpo, los tejidos y sus propiedades eléctricas, la velocidad de conducción de la fibra muscular, los efectos de la generación y extinción de la señal, la configuración de los electrodos de medición, entre otros. Este enfoque de simulación permite hacer pruebas que no siempre son posibles de realizar experimentalmente como, por ejemplo, estimar o prever resultados de experimentos antes de su realización, plantear hipótesis que expliquen características observadas, analizar el impacto en la imperfección de los factores que afectan a la señal, o incluso estudiar y desarrollar topologías de medición con arreglos de electrodos implementando filtros espaciales (Sproll et al. (2018), Pereira Botelho et al. (2019), Mesin (2020)).

En las últimas décadas, se han desarrollado diversos modelos que simulan las señales de EMG superficiales de las extremidades del cuerpo (Lowery

et al. (2004), Su et al. (2016) Esrafilian et al. (2020)). Al problema de simular señales de EMG se lo llama problema directo. A grandes rasgos, todos los modelos plantean un tipo de fuente de EMG a partir del potencial de acción de transmembrana de la fibra muscular (V_m), y un volumen conductor pasivo que la señal deberá atravesar hasta un sistema de medida con electrodos, de donde se toman los registros. Al resolver el problema directo con un potencial de acción de fibra simple, se busca extender la simulación a unidades motoras con morfologías particulares, patrones de reclutamiento y de disparo. La complejidad de los modelos varía ampliamente en cada uno de estos aspectos.

En las secciones siguientes, se muestra el trabajo realizado para implementar un modelo de simulación de sEMG aplicado a una extremidad del cuerpo. La motivación principal de este trabajo es desarrollar una herramienta de simulación de sEMG basada en un modelo de elementos finitos (FE) que permita incorporar un modelo de fuente de señal y resolver el problema directo. Se prioriza un diseño simple de volumen conductor y simulaciones de fuentes únicas con la intención de poder lograr una herramienta sencilla y funcional. Se buscará replicar y mejorar el modelo de simulación en versiones futuras. Gracias a esta herramienta, se podrán desarrollar sensores con arreglos de electrodos más sofisticados con algoritmos de procesamiento digital de señales.

7.1. Volumen conductor

En la bibliografía, el volumen conductor que modela una extremidad del cuerpo se ha aproximado con semi-planos infinitos (Farina and Merletti (2001)), con formas geométricas cilíndricas finitas (Farina et al. (2004b)), o incluso con formas realistas basadas en imágenes de resonancia magnética (Lowery et al. (2004)). Cada volumen puede incluir distintos tipos de tejidos, ya sea solo músculo (Kuiken et al. (2001)), o con capas de grasa, piel y hueso (Lowery et al. (2002)), o incluso con vasos sanguíneos (Lowery et al. (2004)). A cada tejido se le asigna un valor de conductividad eléctrica (σ) que puede ser isótropa o anisótropa. Para la simulación de sEMG, los efectos inductivos y capacitivos, y los efectos de la propagación del campo a través del medio, son despreciables en las frecuencias de interés (menores a 500 Hz). Por lo tanto, se puede suponer que el volumen conductor es puramente resistivo (Lowery (2016)). La geometría y las propiedades eléctricas de los tejidos involucrados afectan de manera significativa a las formas de onda de las señales de EMG tomadas en la superficie del modelo.

Se han planteado modelos de simulación tanto analíticos (Farina et al. (2004b)) como numéricos (Lowery et al. (2004)). Los modelos analíticos resultan más eficientes computacionalmente, pero requieren de geometrías regulares para su resolución. En cambio, los modelos numéricos son más versátiles, permitiendo modelar geometrías realistas e irregulares, pero demandan mayor poder de cómputo.

En esta tesis se han estudiado y desarrollado modelos de volúmenes conductores numéricos basados en el método de FE. En forma general, el método de FE consiste en dividir el volumen conductor con una grilla refinada en pequeños elementos de tamaño variable con propiedades eléctricas particulares. Con el método de FE se resuelve la ecuación de campo eléctrico basada en las leyes de Maxwell junto a determinadas condiciones fisiológicas de contorno. A

partir de un sistema de ecuaciones, se puede obtener el potencial en todos los nodos del mallado.

Para lograr una primer versión de la herramienta de simulación simple y funcional, se realizó una representación esquemática básica de los tejidos que se encuentran en los brazos y piernas de una persona, y se consideraron conductividades isotrópicas. El primer volumen conductor diseñado para representar una extremidad del cuerpo es cilíndrico y multi-capas. En la figura 7.1 se muestra una sección del modelo implementado que contiene un conjunto de cilindros concéntricos que representan los siguientes tipos de tejidos: hueso esponjoso, hueso cortical, músculo, grasa y piel. Los elementos del mallado son tetraedros, y para su implementación se utilizó el paquete de funciones “iso2mesh” para Matlab (Tran et al. (2020)). Los parámetros utilizados para cada tejido se encuentran detallados en la tabla 7.1, y corresponden a valores obtenidos de la bibliografía (Lowery et al. (2004), Gabriel et al. (1996)). El largo del modelo completo es de 150 mm y el radio es de 50 mm .

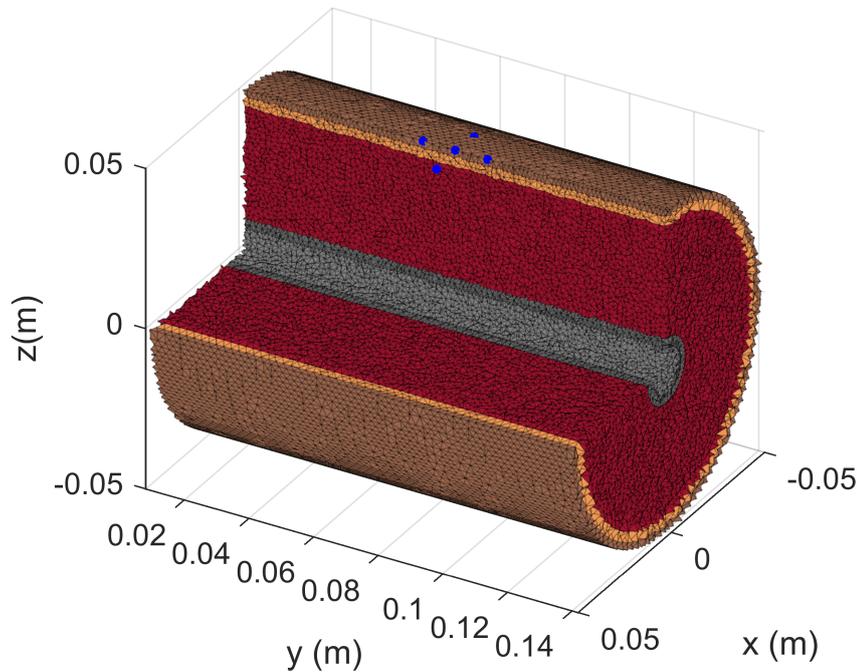


Figura 7.1: Modelo de volumen conductor cilíndrico y multi-capas. Los puntos azules distinguen cinco nodos que representan electrodos superficiales puntuales

7.2. Fuente de EMG

El sEMG es la actividad eléctrica originada por una contracción muscular que se registra en la superficie de la piel. Como se describió en el capítulo 2, esta contracción es provocada por la activación, a través de potenciales de acción, de un conjunto de unidades motoras dentro del músculo compuestas a

Capa de tejido	Radio (mm)	Conductividad (S/m)
Hueso esponjoso	7	0.075
Hueso cortical	10	0.02
Músculo	45	0.2455
Grasa	48	0.0379
Piel	50	$4.55 \cdot 10^{-4}$
Fibra	0.025	1.01

Tabla 7.1: Valores utilizados para el armado del modelo cilíndrico. Los parámetros de la fibra se utilizan en la ecuación 7.1

su vez por fibras musculares. El registro obtenido en los electrodos superficiales corresponde a la suma lineal de los aportes de cada MUAP. Así mismo, el aporte de cada MUAP se debe a los potenciales de acción de cada fibra, siendo el SFAP la fuente de excitación básica de los modelos de EMG (Lowery (2016)).

Un SFAP corresponde al flujo de corrientes iónicas a través de la membrana de la fibra muscular. Estos potenciales se generan de a pares en la juntura neuromuscular, ubicada en la zona central en la fibra. Luego, ambos se propagan a través de la membrana hacia los tendones en dirección opuesta. Finalmente, estas ondas viajeras se extinguen al llegar a los tendones. Esta fuente de señal se debe inyectar en el modelo de FE del volumen conductor diseñado.

Una forma de representar un SFAP es utilizando la aproximación analítica de potencial de transmembrana $V_m(z)$ en función de la distancia axial a lo largo de la fibra (ecuación 2.1) descrita por Rosenfalck (Rosenfalck (1969)). Asumiendo que la densidad de corriente es proporcional a la segunda derivada del potencial de transmembrana, se puede obtener la expresión

$$I_m(z) = \sigma_i \pi r^2 \frac{d^2 V_m(z)}{dz^2} \quad (7.1)$$

donde σ_i es la conductividad intracelular y r el radio de la fibra (tabla 7.1). La ecuación 7.1 describe la distribución de corriente de transmembrana a lo largo de la fibra en un instante de tiempo concentrada en el centro de su superficie. En la figura 7.2 se muestra la forma de onda de $I_m(z)$ en función del espacio. Al tratarse de una onda que se propaga, la dirección de propagación de la figura 7.2 es hacia la izquierda.

Puede observarse que la forma de onda de $I_m(z)$ posee tres fases, una saliente (o positiva), una entrante (o negativa) y otra saliente. Discretizando esta aproximación analítica, es posible obtener una serie de puntos que modelen los SFAP. Este tipo de representación es muy utilizada en modelos de simulación de EMG tanto analíticos como numéricos (Pereira Botelho et al. (2019), Merletti and Muceli (2019)). Sin embargo, existe una representación mucho más simple y también muy utilizada en la literatura que es la fuente de *tripolo* (Rosenfalck (1969), Griep et al. (1982), Merletti and Muceli (2019), Van den Doel et al. (2011)).

Un tripolo es simplemente la combinación de dos dipolos que concentran la señal $I_m(z)$ en tres nodos, uno por cada fase: una fuente (I_1), un sumidero (I_2)

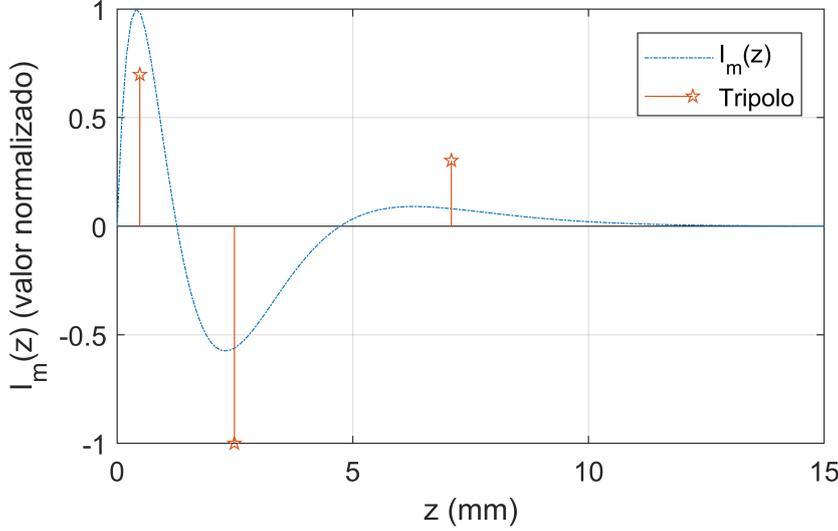


Figura 7.2: Forma de onda de $I_m(z)$ junto a su aproximación como un tripolo.

y otra fuente (I_3). Por lo tanto, el tripolo de corriente requiere solo tres puntos del mallado, en donde se inyectan las tres intensidades. Los nodos del tripolo estarán ubicados en los centroides de cada fase de $I_m(z)$, y sus magnitudes serán proporcionales al área de las mismas. Además, estos parámetros no son independientes ya que deberán cumplir las siguientes ecuaciones:

$$I_1 + I_2 + I_3 = 0, \quad (7.2)$$

$$aI_2 + bI_3 = 0, \quad (7.3)$$

donde a es la distancia entre la fuente I_1 y el sumidero I_2 y b es la distancia entre la fuente I_1 y la fuente I_3 (Merletti and Muceli (2019)).

En la figura 7.2 se muestra un esquemático de tripolo normalizado, en donde el nodo de la izquierda corresponde a I_1 , el nodo central a I_2 y el nodo de la derecha a I_3 . Utilizando la ecuación 7.1, se calculó la posición en z de los centroides de I_m y se obtuvieron los parámetros $a = 2 \text{ mm}$ y $b = 6,6 \text{ mm}$. También, se calculó numéricamente la integral de cada fase de I_m , se obtuvieron las amplitudes del tripolo: $I_1 = 150 \text{ pA}$ para la fuente de adelante; $I_2 = -215 \text{ pA}$ para el sumidero central; $I_3 = 65 \text{ pA}$ para la fuente de atrás. Estos parámetros definidos verifican las ecuaciones 7.2 y 7.3 provistas por la bibliografía (Merletti and Muceli (2019), Lowery (2016)).

El modelo de tripolo es muy eficiente desde la perspectiva del costo computacional y logra una buena representación del SFAP sin necesidad de conocer la forma de onda completa para simulaciones con distancias de al menos 10 mm (Lowery (2016)). Esto es ventajoso especialmente para simulaciones de EMG superficial, en donde hay una distancia mínima entre los electrodos y la fibra muscular.

Un modelado completo de la fuente de señal contempla tanto la generación del par de SFAP en la juntura neuromuscular o *end-plate*, como la propagación espejada a lo largo de la fibra y la extinción en los tendones. Los efectos de

generación y extinción de señal suelen tenerse en cuenta aplicando una compensación en los nodos de corriente para conservar el promedio de amplitudes nulo (ecuación 7.2). Sin embargo, para la primera versión del modelo de simulación realizado en esta tesis, se considera un solo potencial de acción propagándose. Esto resulta adecuado en fibras relativamente largas en comparación con el largo del tripolo, y para electrodos de medida ubicados en el centro del trayecto entre la juntura neuromuscular y el tendón. Con este fin, se define que en un extremo del volumen conductor de la figura 7.1 se encuentra el end-plate y en el otro el tendón. El largo del modelo abarca medio músculo, y el sistema de medida se ubica al centro.

La fibra muscular simulada en este trabajo define una trayectoria de 10 *cm* paralelo a la superficie de la piel. La profundidad de la fuente respecto a la superficie de la piel es de 15 *mm*. Para simular el SFAP como una onda viajera en el espacio, se discretizó la trayectoria en 101 puntos con un espaciado de 1 *mm*, y se posicionó el tripolo en cada uno de ellos. Por cada posición de fuente, se obtiene una muestra de salida en nodos de electrodos. La velocidad de conducción elegida para la señal simulada fue de 4 *m/s*. Por lo tanto, el registro temporal de sEMG tendrá una frecuencia de muestreo temporal de 4000 *Hz* y un largo de 101 muestras.

7.3. Resolución del problema directo para un SFAP

Resolver el problema directo de sEMG mediante el método de FE implica encontrar el potencial eléctrico en un conjunto de nodos de salida, como son los electrodos superficiales, dado un modelo de tripolo de corriente como fuente de señal y un volumen conductor cilíndrico multi-capas. Más concretamente, se resuelve la ecuación de Poisson del potencial eléctrico ϕ obtenida de las Leyes de Maxwell con condiciones de contorno de Neumann nulas, ya que las fuentes se encuentran en el interior.

$$\nabla \cdot (\sigma(-\nabla\phi)) = I \quad (7.4)$$

Su resolución se hace por el método de residuos pesados en su formulación débil, utilizando funciones de peso del método de Galerkin (Kwon and Bang (2018), Silvester and Ferrari (1996)). El planteo de FE lleva a la resolución del sistema lineal

$$Ku = I \quad (7.5)$$

donde K es la matriz de rigidez global de FE, u es el vector de potencial en nodos incógnita e I es el vector independiente de fuentes de EMG en donde se incorpora el tripolo. La matriz de rigidez K contiene toda la información relacionada a la geometría y a las propiedades físicas de los tejidos. La solución al sistema se obtiene utilizando el método numérico iterativo de gradientes conjugados precondicionados (Barrett et al. (1994)).

Estudio comparativo de simulación

El método de FE aproxima a la solución verdadera mediante una discretización del volumen conductor. El error en los potenciales obtenidos al realizar la simulación depende principalmente del refinamiento del mallado utilizado.

La ubicación de los nodos de la grilla es determinante al momento de posicionar la fuente de tripolo. Un mallado relativamente grueso, implica una pobre resolución espacial para respetar la distancia entre las fuentes y el sumidero del tripolo, propagando un error inadmisibile para la simulación. Por otro lado, un mallado relativamente fino puede generar una carga computacional excesiva impidiendo reproducir el método para cientos de fibras musculares.

En el marco de esta tesis se realizó un estudio comparativo de distintos mallados del volumen conductor para simular sEMG (Catacora et al. (2022a)). Dentro de cada mallado planteado, se propagó un tripolo de corriente y se obtuvieron señales de salida de un arreglo de electrodos puntuales ubicado en la superficie exterior del modelo. Comparando las señales de salida con un *ground-truth*, se evaluó el desempeño de cada mallado y se encontró un punto deseado entre costo computacional y precisión.

Mallados del volumen conductor

Para el estudio comparativo, se utilizaron mallados por tetraedros de 710.571 elementos con una distancia media entre nodos de 1,18 *mm* (baja resolución, BR), 1.981.357 elementos con una distancia media entre nodos de 0,84 *mm* (mediana resolución, MR), y 6.245.506 elementos con una distancia media entre nodos de 0,57 *mm* (alta resolución, AR). En la figura 7.3 se muestra una sección de los modelos de volumen conductor para cada resolución.

Posicionamiento del tripolo

Los nodos requeridos para posicionar el tripolo, y por la trayectoria de la señal, forman una línea paralela a la piel y requieren de un espaciado particular. Sin embargo, los vértices de los tetraedros que componen el modelo de FE no poseen el mismo espaciamiento, ni se ubican en la misma posición. Si al simular un tripolo que se propaga se utilizan los nodos más cercanos a la posición requerida, las variaciones en las distancias entre ellos generan un error inadmisibile en la señal de salida. Por lo tanto, para colocar una fuente en una posición espacial específica en la que no existe un nodo del modelo, se realiza una aproximación calculando las coordenadas baricéntricas del tetraedro en donde se posicionó el punto requerido y se asignó la proporción de fuente correspondiente a cada uno de los cuatro vértices de ese elemento (Maksymenko et al. (2021)). Si bien esta estrategia mejora el resultado de la simulación, sigue dependiendo directamente del tamaño de los tetraedros, es decir, del refinamiento del mallado.

Todas las simulaciones realizadas para el estudio comparativo son comparadas con una señal *ground-truth*, que se originó mediante un modelo adicional (GT) de FE. En este modelo GT, se fijaron nodos del mallado de FE para que coincidan exactamente con las posiciones requeridas por las distintas ubicaciones del tripolo al viajar. Esto se realizó agregando un cilindro extra en la trayectoria de la fuente con un mallado mucho más pequeño (distancia entre nodos menores a 0,1 *mm*). Si bien este modelo nos permite resolver el problema directo con un error mucho menor, resulta impráctico para utilizarlo de manera general, ya que solo permite simular un tripolo viajero por esa trayectoria particular. En la figura 7.4 se muestra una sección del modelo GT en donde puede

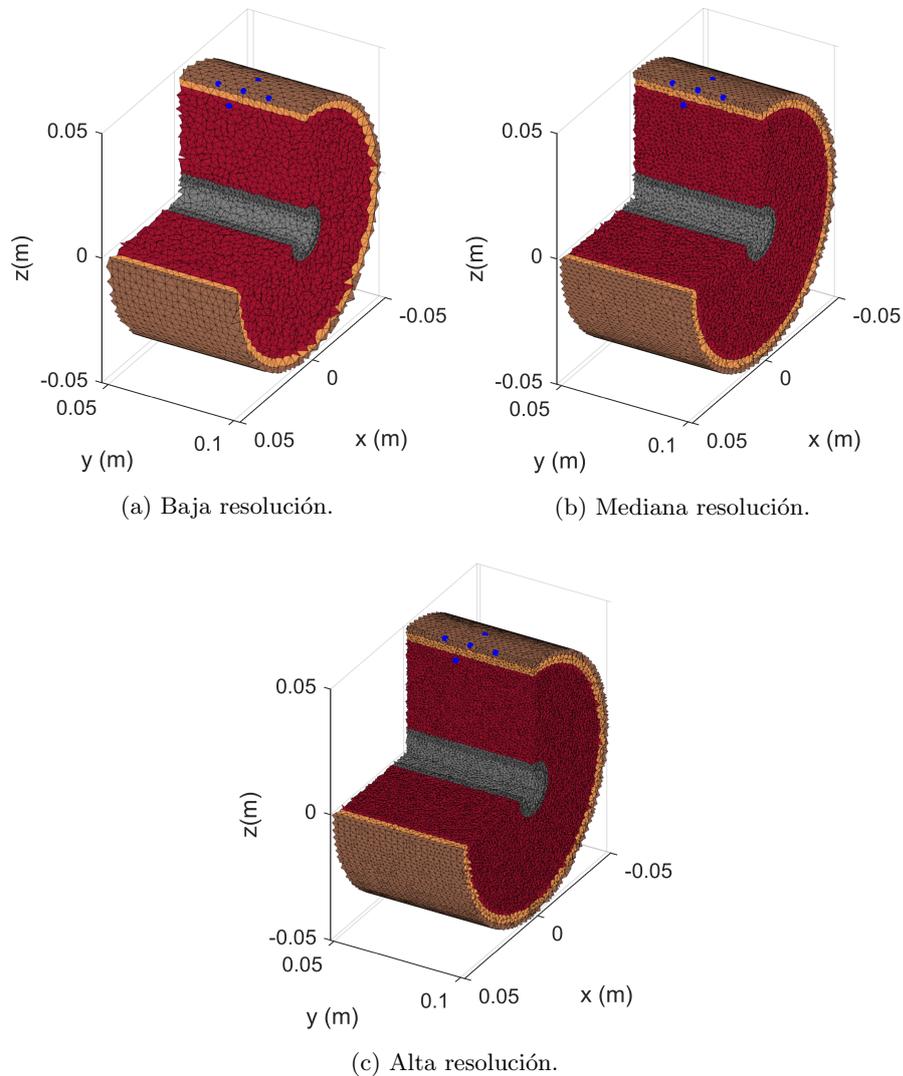


Figura 7.3: Distintos mallados del modelo de volumen conductor.

verse la densificación del mallado gracias al cilindro adicional en la trayectoria del tripolo.

Señales de salida

Se plantearon distintas topologías de medición clásicas con múltiples electrodos puntuales sobre la superficie de la piel para obtener registros de sEMG convencionales. Cada una de ellas provee de una señal de salida que luego se utilizó para la comparación entre los distintos modelos. Estas configuraciones de electrodos fueron monopolar, diferencial, doble-diferencial y laplaciana, ya que sus formas de onda estándar sirven para validar el modelo y contrastar con otros trabajos (Reucher et al. (1987b)).

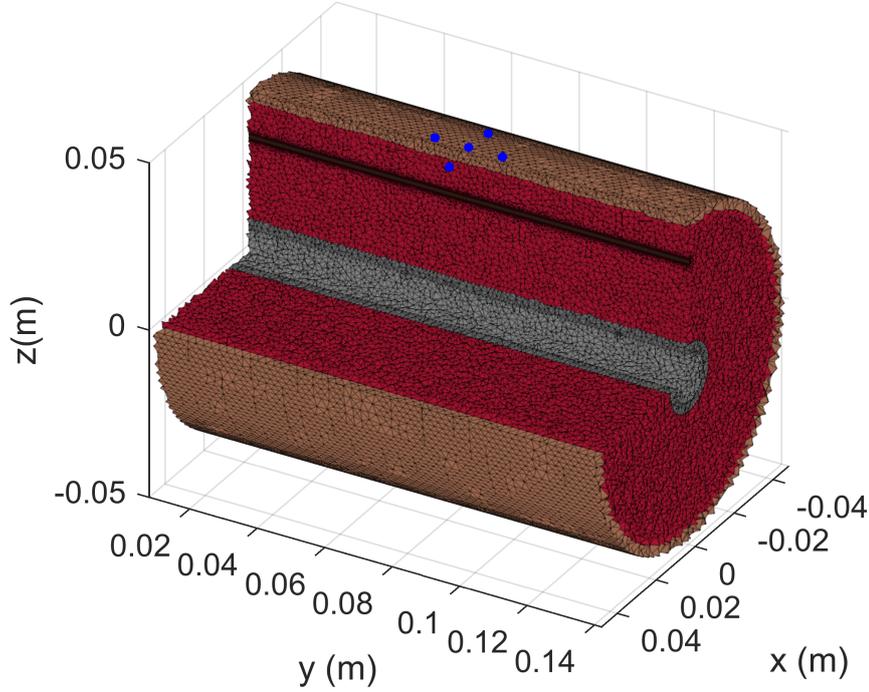


Figura 7.4: Modelo ground-truth diseñado para el estudio comparativo.

Puede notarse que no es necesario obtener el potencial eléctrico en todos los nodos del mallado, sino que solo se requiere en los nodos de los electrodos. Para resolver el problema directo y obtener el potencial solo en los nodos de salida se utilizó el algoritmo ultra-fast presentado en Maksymenko et al. (2021), ya que se obtiene gran versatilidad para asignar nodos de fuente dentro del mallado a un costo computacional reducido. La cantidad de elementos que utiliza el modelo requiere una cantidad de memoria para su diseño y para su resolución. En este trabajo, los cálculos se han realizado en Matlab, utilizando los algoritmos CUDA para tarjeta de video. El mallado del modelo AR presentado aquí es el más fino que se pudo resolver con una GPU GTX 1650 de NVIDIA y 128 GB de memoria RAM.

Métricas de desempeño

Los vectores de salida obtenidos de las simulaciones (s_a) se compararon con la solución considerada verdadera (s_v) o ground truth, usando la medida de la diferencia relativa normalizada (NRDM) y el error en la magnitud (MAG) (Meijs et al. (1989)):

$$NRDM = \left\| \frac{s_v}{\|s_v\|} - \frac{s_a}{\|s_a\|} \right\| \quad (7.6)$$

$$MAG = \frac{\|s_a\|}{\|s_v\|} \quad (7.7)$$

Un valor de NRDM cercano a 0 indica que las formas de las señales son más similares, mientras que un valor de MAG cercano a 1 indica que las magnitudes son similares.

7.4. Resultados del estudio comparativo

Se simuló la propagación de un tripolo por cada modelo de FE planteado (BR, MR, AR y GT), y se obtuvieron distintas señales temporales provenientes de un arreglo de electrodos en la superficie de la piel. Este arreglo contiene 5 electrodos dispuestos en cruz, alineados con la dirección de propagación como se muestra en la figura 7.5, o en las superficies de los modelos de las figuras 7.3 y 7.4. Por cada modelo, se obtuvo una señal monopolar, una señal diferencial, una señal doble-diferencial y una señal laplaciana. Las curvas de la figura 7.5 corresponden a los resultados obtenidos para los modelos BR, MR y AR (en rojo), superpuestos a los obtenidos por el modelo GT (en negro). Por último, sobre cada par de curvas de la figura 7.5 pueden encontrarse los valores de comparación NRDM y MAG.

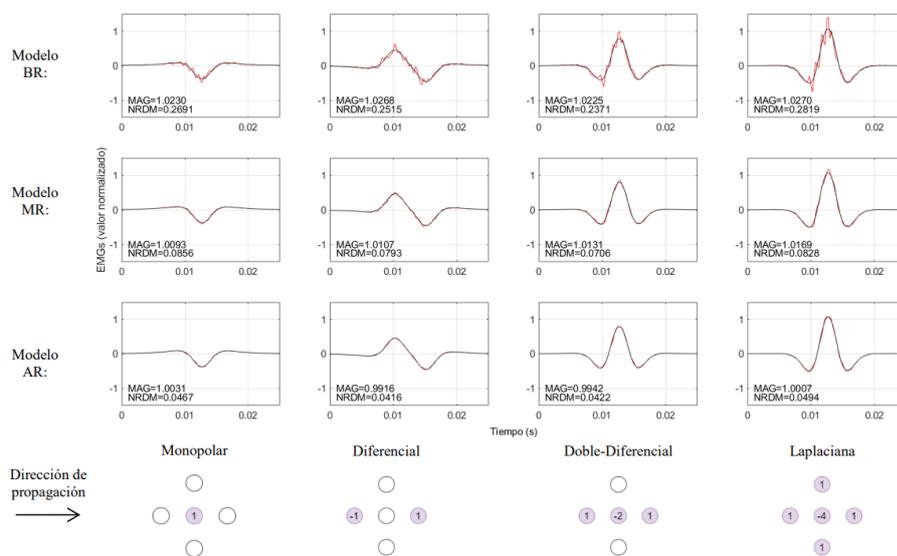


Figura 7.5: Resultados de las simulaciones en los modelos BR, MR, y AR comparados con el modelo GT. En rojo: Señales obtenidas para distintas las configuraciones de electrodos en los modelos de EF que implementan las coordenadas baricéntricas para el posicionamiento del tripolo. En negro: Señales ground-truth obtenidas del modelo GT en donde los nodos son previamente ubicados.

El tiempo de cómputo para la simulación del modelo BR fue de 32.63 segundos, para el modelo MR fue de 114.75 segundos, y para el modelo AR fue de 466.46 segundos.

En la figura 7.5 se puede observar que las señales ground-truth obtenidas para cada configuración de electrodos son acordes a la literatura (Lowery et al. (2004), Reucher et al. (1987b)), y tienen una forma de onda suave producto de un error relativamente pequeño. Por otro lado, los modelos BR, MR y AR que

requieren del uso de coordenadas baricéntricas, presentan cierta dispersión respecto al modelo GT, y puede observarse que hay cambios significativos respecto al tamaño del mallado utilizado. A su vez, no se observan cambios considerables respecto a la configuración de medida de los electrodos superficiales.

En base a los resultados, se considera que el modelo BR posee un error demasiado alto para llevar a cabo simulaciones con el enfoque planteado en este trabajo, y es necesario implementar un modelo con un mallado más fino. Los modelos MR y AR, que poseen valores de MAG más cercanos a 1 y de NRDM menores a 0.1 con respecto al GT, se consideran aceptables para la simulación ($NRDM < 0,1$ y $MAG < 2\%$). El modelo AR reduce a la mitad el NRDM respecto al modelo MR, pero su tiempo de procesamiento es cuatro veces mayor. El factor MAG no se reduce significativamente.

7.5. Futuras versiones de la herramienta de simulación

Luego de hacer un estudio bibliográfico del estado del arte de los modelos de simulación de EMG actuales, y teniendo una primera versión del simulador funcionando, se plantean los pasos siguientes en el desarrollo de esta herramienta.

Utilizando los resultados del estudio comparativo realizado, se pueden plantear nuevos modelos de volumen conductor con mallados convenientes en función del costo computacional y la resolución de las señales de salida. En particular, resultan de interés los modelos realistas basados en imágenes de resonancia magnética (MRI). Estas imágenes permiten trazar un perfil específico de la extremidad de una persona, como puede ser de su brazo, en donde pueden distinguir las distintas capas de tejidos. En Radiopaedia, por ejemplo, puede encontrarse un sin fin de referencias de radiología on-line a disposición de forma gratuita.

En la figura 7.6, se muestra un modelo de volumen conductor realista realizado a partir de un set de imágenes de MRI normal de un brazo (Tatco (2016)). Para su realización, se obtuvieron los límites de los tejidos a partir de la segmentación del set de MRI utilizando la aplicación MIPAV (*Medical Image Processing, Analysis, and Visualization*) (McAuliffe et al. (2001)). Los tejidos segmentados fueron: hueso esponjoso, hueso cortical, músculo y grasa. Una vez obtenidas las superficies que separan los tejidos, se hizo un mallado por tetraedros con el paquete “iso2mesh” en Matlab.

Como trabajo a futuro, se buscará resolver el problema directo con el modelo realista diseñado implementando la misma estrategia descrita en este capítulo, que es proponer una representación de fuente de EMG sencilla y eficiente, aproximar los nodos con coordenadas baricéntricas, y plantear el sistema lineal mediante el algoritmo ultra-rápido para extenderlo a múltiples fibras musculares.

También como trabajo a futuro se buscará mejorar la representación del SFAP agregando los efectos del comienzo y del final de fibra. Estos efectos ocurren al momento de generarse y extinguirse el SFAP en la fibra muscular y tienen un gran impacto en el estudio del crosstalk por las características de la señal cuando no está completamente formada. Por otro lado, se buscará comparar las representaciones más utilizadas en los modelos de simulación, que son el tripolo y la expresión analítica discretizada de la ecuación 7.1, para

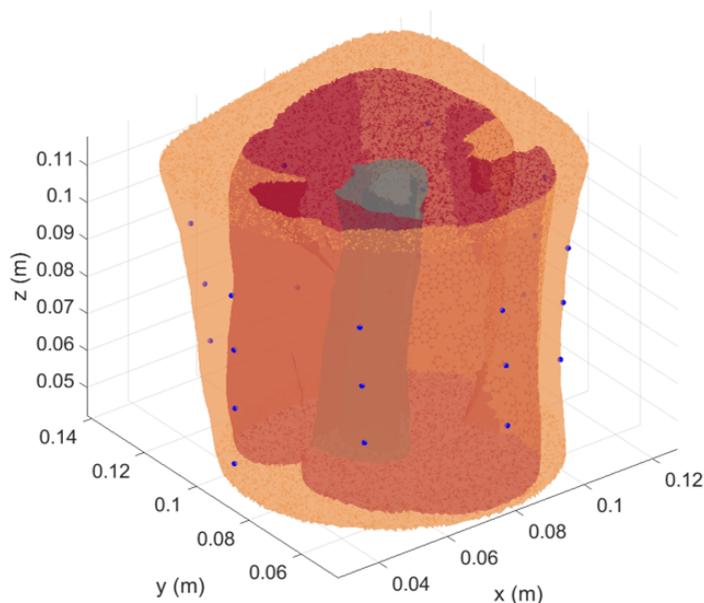


Figura 7.6: Modelo realista de un brazo realizado a partir de MRI. Los puntos azules representan electrodos superficiales puntuales.

encontrar una representación óptima con respecto al costo computacional y a la dispersión en las señales de salida. Por último, se compararán las señales simuladas en modelos realistas con mediciones experimentales. A partir de allí, se estudiarán posibles estimaciones y correcciones de los parámetros del modelo.

7.6. Conclusiones

En este capítulo se mostró el desarrollo de una herramienta de simulación de EMG basada en el método de FE. A partir de un estudio bibliográfico del problema, se pudo implementar una primera versión de la herramienta de simulación utilizando un modelo cilíndrico multi-capa como volumen conductor, y un tripolo de corriente como fuente de SFAP.

Con la herramienta desarrollada, se realizó un estudio comparativo de distintos mallados del volumen conductor en función de la calidad de señal a la salida y del costo computacional. El trabajo realizado permite concluir que la calidad de la simulación depende directamente de la densidad del mallado debido al posicionamiento de los nodos de fuente.

Los modelos de mediana y alta resolución diseñados presentaron errores aceptables en la simulación del tripolo propagándose por el volumen conductor. Para simulaciones que implementen coordenadas baricéntricas en el posicionamiento de tripolos de corriente, se recomienda que la distancia media entre los nodos del mallado sea menor a 1 mm . Por último, del estudio comparativo se concluye que no existen diferencias notables en la calidad de las simulaciones para las distintas configuraciones de los electrodos planteadas como salida en la herramienta de simulación.

Como trabajo a futuro, se buscará mejorar el diseño del volumen conductor de las simulaciones a formas realistas del brazo de una persona. Se realizó ya un primer modelo realista a partir de imágenes de resonancia magnética descargadas de un repositorio online, y segmentadas con una aplicación dedicada. También, se mejorará la representación de las fuentes de EMG como potenciales de acción y se replicarán los resultados para formar la activación de unidades motoras.

La aplicación final que requerirá de la herramienta de simulación es el desarrollo de sensores novedosos de EMG con algoritmos de procesamiento digital de señales que aumenten la selectividad espacial. El objetivo principal será resolver el problema inverso de EMG, es decir, estimar las fuentes dentro del volumen conductor a partir de un conjunto de señales de salida medidas en la superficie de la piel. La motivación principal consiste en poder medir la señal de EMG de músculos profundos de forma no-invasiva. Para lograrlo, se utilizarán filtros espaciales adaptivos y no-adaptivos aplicados a sEMG diseñados a partir de los resultados del problema directo de la herramienta de simulación.

Capítulo 8

Conclusiones de la tesis

En esta tesis se mostraron distintas técnicas de procesamiento de señales para la adquisición de electromiograma, enfocadas al paradigma vestibular y a mejorar la selectividad espacial. Se detallaron los problemas de la instrumentación biomédica al medir con electrodos superficiales y cómo sortearlos. Se implementaron amplificadores de electromiograma para adquirir señales diferenciales y doble-diferenciales de una manera sencilla, en el que se requiere un número reducido de electrodos y de componentes. También, se desarrolló una herramienta de simulación de señales de EMG superficiales para el estudio y la aplicación de algoritmos de procesamiento digital a arreglos de electrodos.

Buffer con alta impedancia de entrada

La técnica de bootstrap de fuente permite incrementar la impedancia de entrada de modo común de un amplificador operacional configurado como buffer. Realimentando la salida atenuada a los nodos de alimentación, fue posible reducir a un 10 % la capacitancia de modo común de entrada con un circuito estable.

La medición de las pequeñas capacidades requirió especiales cuidados en el sistema de medida. Los ensayos se llevaron a cabo haciendo uso de una guarda activa conectada a la salida del amplificador para evitar el acople capacitivo entre su entrada y otras pistas del circuito impreso. La etapa de alimentación del circuito se implementó mediante una fuente regulada a baterías y las mediciones se realizaron con el sistema completo dentro de un gabinete metálico conectado a tierra a modo de blindaje.

Como trabajo a futuro, se buscará aplicar la técnica de bootstrap para desarrollar electrodos capacitivos. Se profundizará en el estudio de la estabilidad del circuito y se propondrán topologías novedosas para la adquisición sin contacto de biopotenciales. Una aplicación posible es diseñar un dispositivo vestibular que no requiera contacto directo con la piel, como puede ser una gorra, un chaleco, un arnés o incluso un brazalete sin contactos disponibles.

Sensor de EMG para sistema multi-canal de adquisición

Se hizo un análisis del diseño de sensores de EMG superficiales y vestibulares para lograr una adquisición multi-canal más robusta. La propuesta consistió en que todos los sensores fabricados sean iguales y que cada uno cuente con un

circuito de referencia y DRL. De esta manera, se evita que todos los canales de adquisición dependan de una única conexión adicional de referencia. Además, el circuito DRL diseñado para los sensores se encuentra acopado en alterna, pudiendo así incorporar una impedancia de protección más holgada siguiendo las normas de seguridad eléctrica.

El circuito propuesto fue fabricado, caracterizado experimentalmente, y validado con la adquisición de EMG. Luego, se utilizaron las ecuaciones de diseño planteadas para fabricar los sensores de un adquisidor de cuatro canales. Este adquisidor multi-canal es un proyecto del grupo de trabajo llamado WIMUMO, y se trata de una interfaz persona-máquina. El WIMUMO, junto a los electrodos diseñados, se utilizó en una aplicación real para medir biopotenciales y realizar una performance artística sobre un escenario.

En base a los comentarios de las personas que utilizaron los sensores, como trabajo a futuro se buscará mejorar los diseños para lograr una mayor capacidad vestible, es decir, mayor comodidad, libertad de uso y robustez a movimientos bruscos.

Amplificador single-ended de dos electrodos

Como avance en el estado del arte, se realizó un estudio de factibilidad del uso de amplificadores single-ended para adquirir biopotenciales con solo dos electrodos y sin rechazo activo a interferencia electromagnética. Debido a su configuración circuital, estos amplificadores tan simples tienen una relación de rechazo de modo común notoriamente baja ($CMRR=0$ dB). Sin embargo, son una alternativa válida para sistemas de adquisición de biopotenciales portátiles si se logra una muy alta impedancia de aislación.

Mediante un análisis teórico y experimental de interferencia electromagnética, se demostró que es factible utilizar amplificadores single-ended sin circuito DRL si se cumple con un diseño de tamaño reducido ($40\text{ mm} \times 20\text{ mm}$), transmisión inalámbrica de datos y alimentación a baterías. Para las pruebas experimentales, se implementó un sensor de EMG que utiliza solo dos electrodos y requiere un número reducido de componentes. El amplificador diseñado contiene un circuito de acondicionamiento de señal con ganancia y desacople de continua que permite la adquisición de señales biomédicas de alta calidad con un ADC de baja resolución.

Este trabajo permitió abrir camino a nuevos sensores vestibles con diseños basados en amplificadores simples y sistemas de adquisición con circuitos miniaturizados.

Amplificador doble-diferencial de tres electrodos

Los sensores de EMG que solo miden la diferencia de potencial entre dos electrodos superficiales logran captar la actividad eléctrica global que ocurre debajo de ellos. Si se desea tener mayor especificidad espacial en la medición, es necesario recurrir un mayor número de electrodos para conformar un arreglo. El arreglo de electrodos más simple que mejora la selectividad espacial respecto a la medida diferencial, es el doble-diferencial. Sin embargo, para implementar estos sensores se requiere un circuito mucho más complejo y al menos cuatro electrodos.

En esta tesis, se ha extendido el uso de amplificadores single-ended a un amplificador doble-diferencial. Como resultado, se propuso una topología circuital novedosa que permite medir tanto señales diferenciales como señales doble-diferenciales de EMG. Las señales diferenciales se miden en el modo diferencial del amplificador, y las señales doble-diferenciales se miden en el modo común del amplificador. El circuito presentado requiere solo tres electrodos que conformen un arreglo lineal, puede construirse con un número reducido de componentes y no requiere circuito DRL. Para su correcto funcionamiento, debe cumplir con las condiciones de factibilidad encontradas anteriormente para los amplificadores single-ended.

La configuración propuesta fue validada por simulación y experimentalmente con un prototipo fabricado con un solo amplificador operacional cuádruple. El sensor construido tiene procesamiento analógico de señal incorporado, bajo ruido y alto factor de rechazo de modo diferencial para la señal doble-diferencial. Como validación en una aplicación real, se midieron señales de EMG superficial con el amplificador propuesto conectado a un dispositivo de adquisición pequeño, alimentado a baterías, y con transmisión inalámbrica de datos.

Aunque es posible extender esta topología a arreglos de electrodos más complejos, como puede ser un amplificador de biopotenciales laplaciano (también conocido como normal-doble-diferencial) o de mayor tamaño, la complejidad del procesamiento analógico de señales también aumenta, volviendo este enfoque en algo cada vez más costoso y poco práctico. Por este motivo, para el futuro diseño de sensores con selectividad espacial aún mayor se incorporarán algoritmos de procesamiento digital de señales, como pueden ser filtros espaciales.

Modelado de electromiograma

Con el objetivo de poder desarrollar filtros espaciales aplicados a arreglos de electrodos superficiales, en el marco de esta tesis se desarrolló una herramienta de simulación de EMG.

Luego de un estudio bibliográfico extenso, se comenzó con una primera versión de la herramienta en donde se diseñó un modelo cilíndrico multi-capa que representa el volumen conductor de una extremidad del cuerpo. Utilizando el método de elementos finitos, se resolvió el problema directo de EMG inyectando un potencial de acción de fibra simple representado como un tripolo de corriente dentro del volumen conductor subdividido por un mallado de tetraedros. Para posicionar el tripolo de corriente dentro del volumen conductor, se realizaron aproximaciones con las coordenadas baricéntricas de los tetraedros del mallado pertenecientes a cada nodo del tripolo.

Debido a que la calidad de la simulación depende directamente del refinamiento del mallado, se realizó un estudio comparativo de simulación para encontrar un mallado óptimo. De esta manera, se buscó una buena relación de compromiso entre el tiempo de cómputo y la solución encontrada. Se obtuvieron señales de salida simuladas con arreglos de electrodos convencionales para verificar con otros trabajos bibliográficos.

Como trabajo a futuro, se buscará mejorar la herramienta de simulación tanto con la representación de la señal como con el diseño del volumen conductor. Una primera mejora ya realizada fue el modelado de un brazo realista

a partir de la segmentación de imágenes de resonancia magnética de referencia. Se implementarán algoritmos basados en filtros espaciales para resolver el problema inverso a partir de mediciones reales que permitirán diseñar sensores con arreglos de electrodos de selectividad espacial superior.

Apéndice A

Validación de la medición de sEMG con un amplificador SE de dos electrodos

Para verificar que las señales EMG medidas con el dispositivo SE propuesto son correctas y corresponden a la actividad muscular, se repitió el experimento agregando un segundo equipo de adquisición de EMG basado en un ADC de tecnología sigma-delta de alta resolución (ADS1299 de Texas Instruments). Este equipo también está especialmente diseñado para la adquisición de biopotenciales, y ya ha sido utilizado y validado en numerosas publicaciones científicas por los autores (Guerrero and Spinelli (2015), Guerrero et al. (2016)).

El experimento consistió en medir una serie de contracciones y relajaciones del antebrazo de un sujeto sano, colocando dos electrodos húmedos de la misma manera que se muestra en la figura 5.5 del capítulo 5. Tanto el dispositivo propuesto como el dispositivo sigma-delta utilizaron los mismos electrodos de medición, con una distancia entre electrodos de 20 *mm*. De esta manera, la señal se mide exactamente en los mismos puntos evitando una diferencia en el camino a través del volumen conductor del antebrazo.

Dado que el dispositivo propuesto es completamente autónomo, alimentado por baterías y con transmisión inalámbrica, tiene su propio punto de operación y está referido a un potencial flotante con respecto al otro dispositivo. Por otro lado, el equipo sigma-delta recoge la señal de los dos electrodos de medida a través de un ADC de entrada diferencial. Su punto de operación se fijó a través de un circuito DRL que tiene dos electrodos adicionales, uno para medir el potencial de modo común y el otro para implementar la realimentación del DRL. La frecuencia de muestreo del dispositivo SE es de 1114 Hz configurado en el microcontrolador MSP430G2553 de Texas Instruments, y la del ADS1299 es de 1000 Hz.

La figura A.1 muestra un registro de 28,5 *segundos* en el que se ejecutaron cinco contracciones intercaladas. Se puede ver una estrecha coincidencia entre las señales EMG capturadas con el dispositivo SE propuesto y con el dispositivo sigma-delta. La figura A.2 muestra una contracción EMG con más detalle, con ambos registros superpuestos.

Al observar las similitudes en el dominio temporal se valida la medición de biopotenciales del dispositivo SE propuesto.

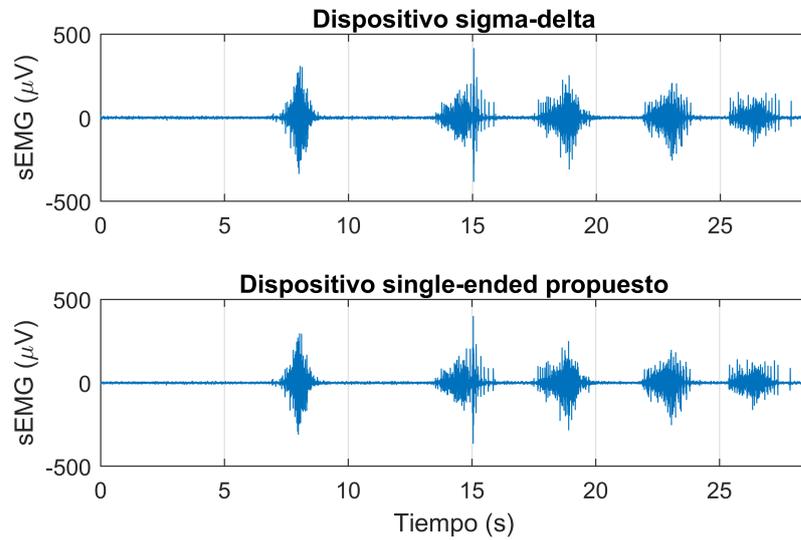


Figura A.1: Registro de EMG obtenido por dos dispositivos simultáneamente.

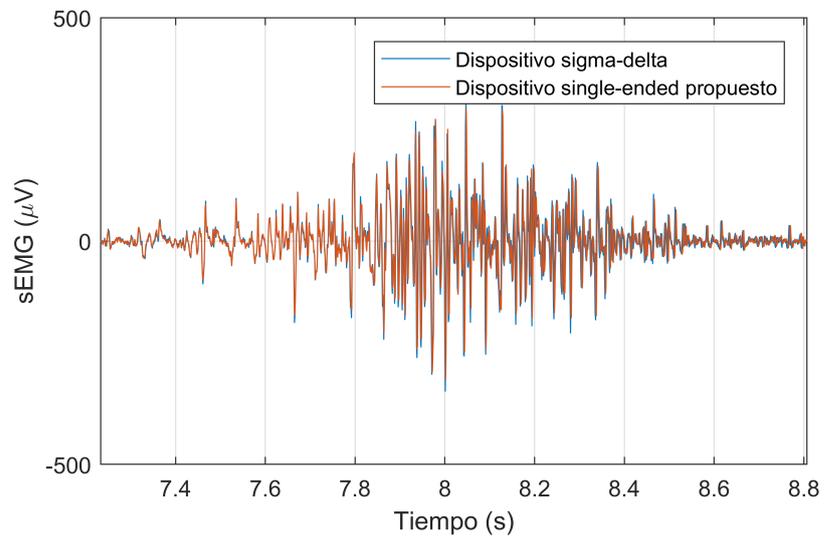


Figura A.2: Registro de una contracción en el antebrazo obtenido por dos adquisidores diferentes.

Apéndice B

Conexiones para las pruebas de banco del amplificador DD de tres electrodos

B.1. Conexiones para la medición de la transferencia G_{DD}

Para obtener las medidas experimentales de la transferencia doble-diferencial del circuito (figura 6.6), se realizó la conexión de la figura B.1. El sensor propuesto se colocó dentro de una jaula aislada para realizar la medición.

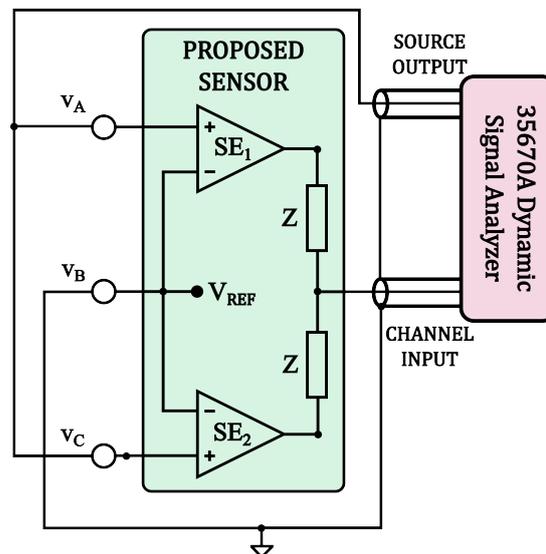


Figura B.1: Conexiones para mediciones experimentales de G_{DD} .

B.2. Conexiones para validar la adquisición de señales DD

Como se explica en el capítulo 6, la siguiente conexión se realiza para la medición simultánea de señales DD de sEMG y señales SD de sEMG a través del sensor dual, y los nodos V_A , V_B y V_C a través de buffers. Con el diagrama de la figura B.2 se obtuvieron los registros de las figuras 6.7 y 6.8 del trabajo.

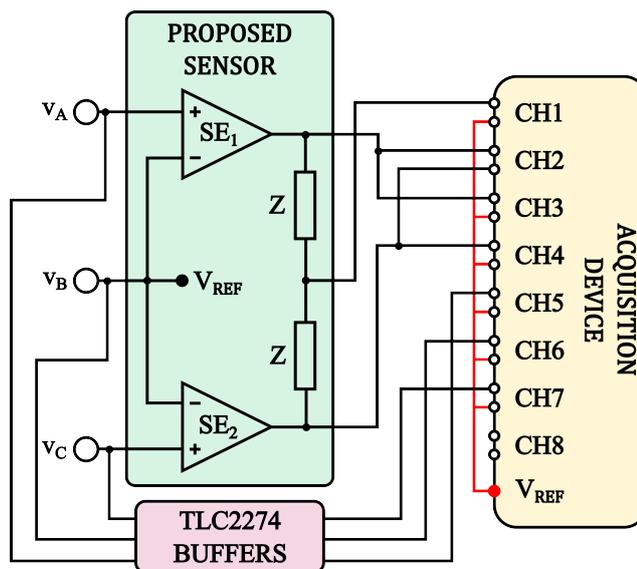


Figura B.2: Conexiones para la validación experimental del adquisidor.

En la figura B.3 se muestran imágenes del circuito impreso realizado con el amplificador, junto con el equipo adquisidor de 8 canales y otro pequeño circuito impreso con los buffers.

En el material complementario subido a IEEE Dataport (Catacora et al. (2023b)) se encuentra un video donde se pueden ver las flexiones y extensiones realizadas para las pruebas en la figura 6.8.

B.3. Conexiones para la medición de la transferencia DMRR

Para obtener las medidas experimentales del factor de relación de rechazo de modo diferencial (DMRR) del circuito (figura 6.9), se realizó la conexión de la figura B.4. El sensor propuesto se colocó dentro de una jaula aislada para realizar la medición.

B.4. Prototipo final del sistema vestible de adquisición

Finalmente, la figura B.5 muestra el prototipo vestible ensamblado para la adquisición inalámbrica y portátil de señales DD de sEMG.



Figura B.3: Setup experimental para validar el sensor propuesto.

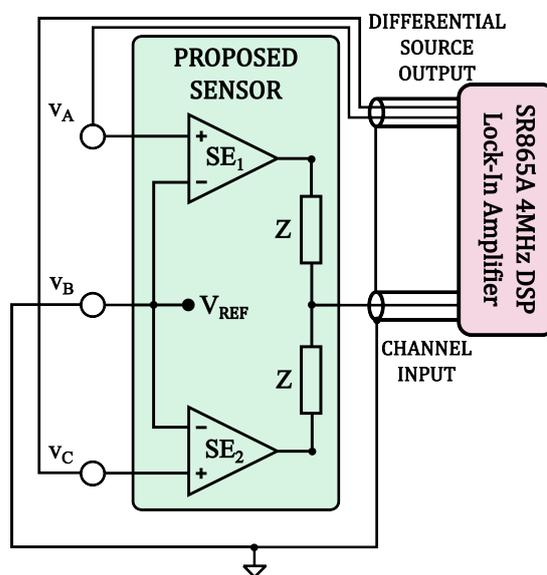
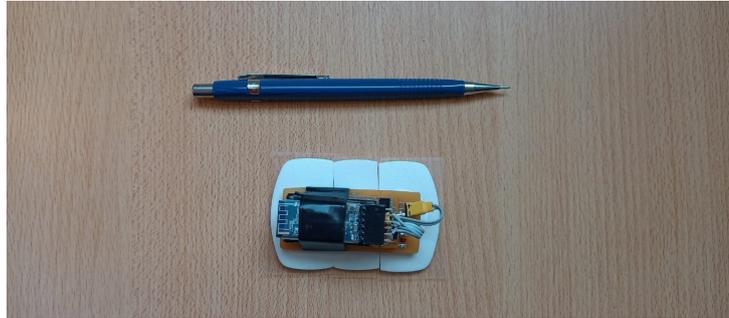


Figura B.4: Setup experimental para validar el sensor propuesto.



(a) Adquisidor de sEMG portátil y vestible de tamaño reducido.



(b) Sensor en funcionamiento ubicado en el antebrazo.

Figura B.5: Prototipo del sensor fabricado para las pruebas experimentales.

Apéndice C

Simulación de Monte Carlo del factor DMRR

El factor DMRR del circuito estará limitado principalmente por los desbalances de los componentes pasivos $R_{1,2,3}$ y $C_{1,2}$ (figura 6.5). Para estudiar si el factor DMRR del sensor es mayor a 30 dB , se realizó un análisis Monte Carlo simulando el circuito en el software TINA de Texas Instruments (figura C.1). Para el análisis se ha fijado como variable cada componente pasivo, con una tolerancia del 1% para resistencias y del 10% para capacitores. Se consideraron los casos más desfavorables donde el desbalance en cada componente es máximo, por lo tanto, para cada componente habrá dos casos: $R(1 \pm 0,01)$ para resistencias y $C(1 \pm 0,1)$ para capacitores. La combinación de todos los casos de desbalance máximo para los diez componentes del circuito dio lugar a 1024 simulaciones. Para cada caso se calculó el factor DMRR, dando como resultado la figura C.2a. A su vez, la figura C.2b muestra un acercamiento a las curvas de menor valor donde se puede observar que solo 2 casos no alcanzan los 30 dB en el centro de la banda de paso. En base a estos resultados, consideramos que la construcción del circuito con componentes pasivos de la tolerancia especificada son adecuados para alcanzar prácticamente siempre un DMRR de al menos 30 dB .

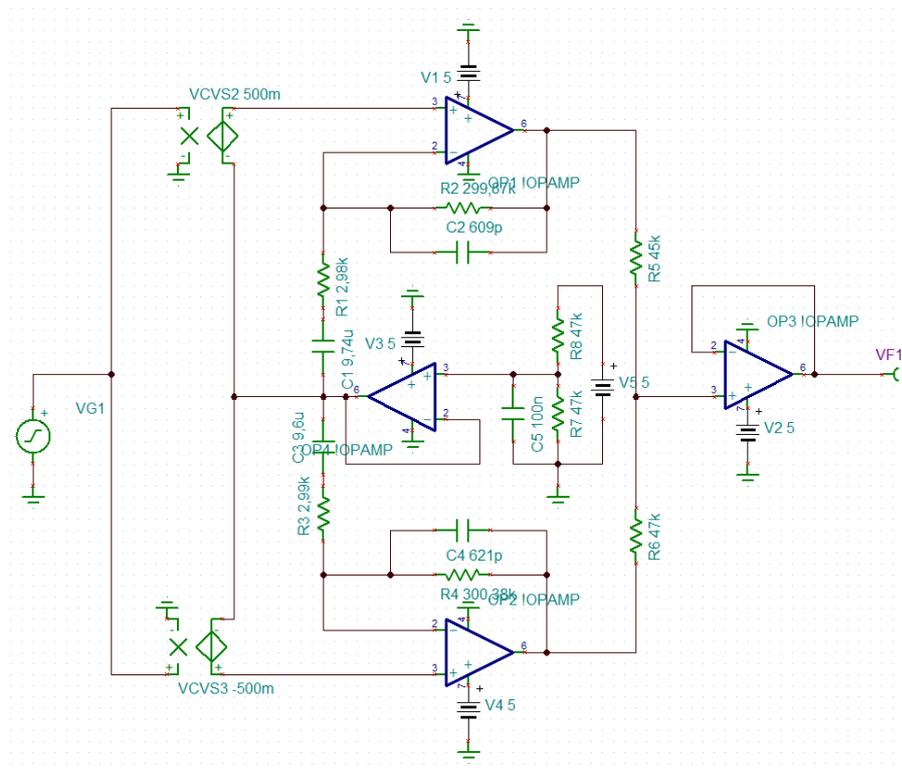
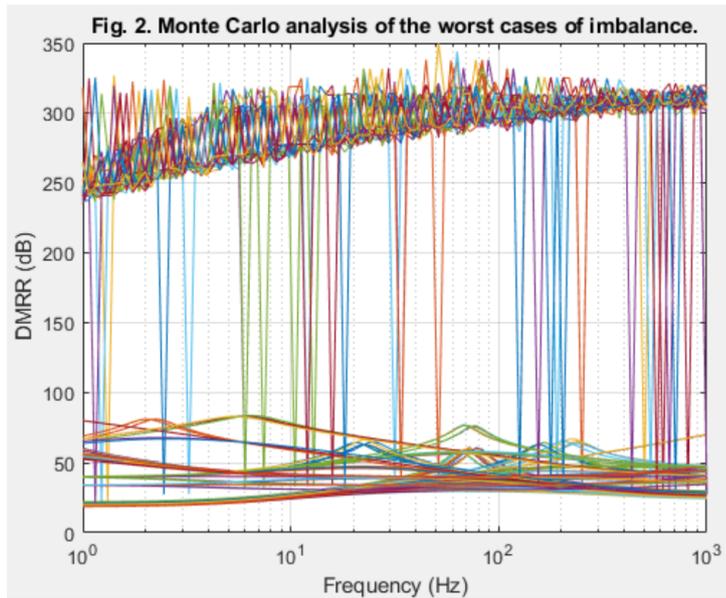
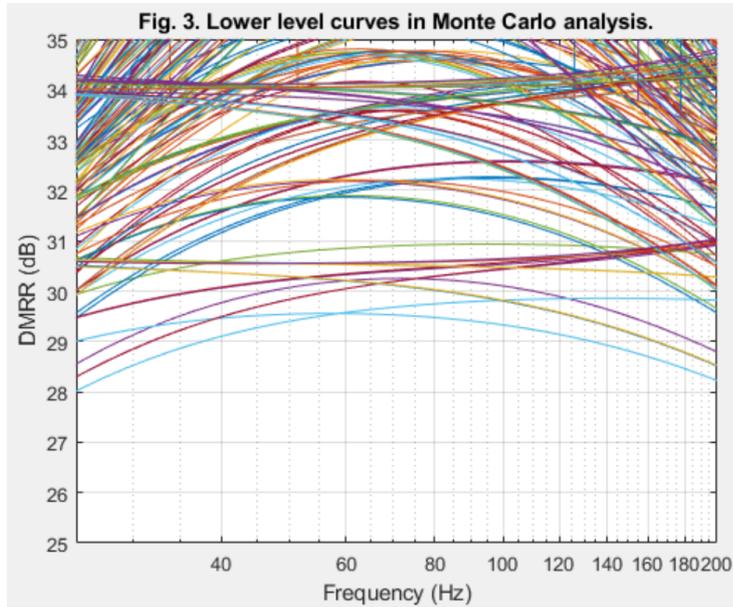


Figura C.1: Esquemático del circuito utilizado para la simulación.



(a) Análisis de Monte Carlo para los casos extremos de desbalance.



(b) Curvas de menor magnitud del análisis de Monte Carlo.

Figura C.2: Curvas de DMRR obtenidas por simulación.

Bibliografía

- Aksenov, E. V., Ljashenko, Y. M., Plotnikov, A. V., Prilutskiy, D. A., Selishchev, S. V., and Vetrivetskiy, E. V. (2001). Biomedical data acquisition systems based on sigma-delta analogue-to-digital converters. In *2001 Conference Proceedings of the 23rd Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, pages 3336–3337. IEEE.
- Anisimov, A., Alekseev, B., and Egorov, D. (2019). Development of portable cardiograph using novel front-end solutions. In *Proceeding of the 25th Conference of Open Innovations Association (FRUCT)*, pages 32–37. IEEE.
- Babusiak, B., Borik, S., and Smondrk, M. (2020). Two-electrode ecg for ambulatory monitoring with minimal hardware complexity. *Sensors*, 20(8):2386.
- Barrett, R., Berry, M., Chan, T. F., Demme, J., Donato, J. M., Dongarra, J., Eijkhout, V., Pozo, R., Romine, C., and der Vorst, H. V. (1994). *Templates for the Solution of Linear Systems: Building Blocks for Iterative Methods*. Society for Industrial and Applied Mathematics.
- Bergveld, P. (1978). Alternative design of a unity-gain follower with buffer. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, BME-25:567–568.
- Bollen, M. and Olofsson, M. (2015). Consumer electronics and the power grid: What are they doing to each other? *IEEE Consumer Electronics Magazine*, 4(1):50–57.
- Broman, H., Bilotto, G., and De Luca, C. J. (1985). Myoelectric signal conduction velocity and spectral parameters: influence of force and time. *J. Appl. Physiol.*, 58(5):1428–1437.
- Castroflorio, T., Farina, D., Bottin, A., Piacino, M. G., Bracco, P., and Merletti, R. (2005). Surface emg of jaw elevator muscles: effect of electrode location and inter-electrode distance. *Journal of Oral Rehabilitation*, 32(6):411–417.
- Catacora, V. A., Fernández-Corazza, M., and Spinelli, E. M. (2022a). Simulation of single fiber action potentials in a cylindrical emg model: a comparative study. *Revista Argentina de Bioingeniería*, en prensa.
- Catacora, V. A., Guerrero, F. N., Haberman, M. A., and Spinelli, E. M. (2020). Electromyography sensor for wearable multi-channel platform. *Revista Argentina de Bioingeniería*, 24(3):24–28.
- Catacora, V. A., Guerrero, F. N., and Spinelli, E. M. (2018). Real-time embedded processing and instrumentation for wearable bci application. *Revista Argentina de Bioingeniería*, 22(4):49–55.

- Catacora, V. A., Guerrero, F. N., and Spinelli, E. M. (2019). Reducción de la capacidad de entrada de un amplificador mediante técnicas de bootstrap. In *V Jornadas de Investigación, Transferencia y Extensión de la Facultad de Ingeniería (La Plata)*.
- Catacora, V. A., Guerrero, F. N., and Spinelli, E. M. (2022b). Size constraint to limit interference in drl-free single-ended biopotential measurements. *Journal of Medical and Biological Engineering*, 42(3):332–340.
- Catacora, V. A., Guerrero, F. N., and Spinelli, E. M. (2023a). Three-electrode double-differential biopotential amplifier for surface emg measurements. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 72:1–8.
- Catacora, V. A., Guerrero, F. N., and Spinelli, E. M. (2023b). Three-electrode double-differential biopotential amplifier for surface emg measurements - complementary material. *IEEE Dataport*.
- Ceriani, A. (2018). Cajografías. In *Noviembre Electrónico 2018, Centro Cultural San Martín, Buenos Aires*.
- Cerone, G. L., Botter, A., and Gazzoni, M. (2019). A modular, smart, and wearable system for high density semg detection. *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, 66(12):3371–3380.
- Chi, Y. M., Jung, T. P., and Cauwenberghs, G. (2010). Dry-contact and non-contact biopotential electrodes: Methodological review. *IEEE Reviews in Biomedical Engineering*, 3:106–119.
- Clark, J. W. (1998). The origin of biopotentials. In Webster, J. G., editor, *Medical instrumentation: application and design*, pages 121–182. John Wiley and Sons, 3 edition.
- Cosoli, G., Spinsante, S., Scardulla, F., D’Acquisto, L., and Scalise, L. (2021). Wireless ecg and cardiac monitoring systems: State of the art, available commercial devices and useful electronic components. *Measurements*, 177(109243):1–15.
- Daube, J. R. and Rubin, D. I. (2009). Needle electromyography. *Muscle Nerve*, 39(2):244–270.
- Day, S. J. and Hulliger, M. (2001). Experimental simulation of cat electromyogram: evidence for algebraic summation of motor-unit action-potential trains. *Journal of Neurophysiology*, 86(5):2144–2158.
- De Luca, C. J., Kuznetsov, M., Gilmore, L. D., and Roy, S. H. (2012). Interelectrode spacing of surface emg sensors: Reduction of crosstalk contamination during voluntary contractions. *J. Biomech.*, 45(3):555–561.
- De Luca, C. J. and Merletti, R. (1988). Surface myoelectric signal cross-talk among muscles of the leg. *Electroencephalogr. Clin. Neurophysiol.*, 69(6):568–575.
- Dewan, E. M. (1967). Occipital alpha rhythm eye position and lens accommodation. *Nature*, 214(5092):975–977.

- Di Donato, D., Balandino, Bullock, J., and Tanaka, A. (2018). Myo mapper: a myo armband to osc mapper. In *International Conference on New Interfaces for Musical Expression (NIME)*, pages 138–143.
- Disselhorst-Klug, C. (2012). Non-invasive diagnosis of neuromuscular disorders by high-spatial-resolution-emg. In Schwartz, M., editor, *EMG Methods for Evaluating Muscle and Nerve Function*, pages 227–240. IntechOpen.
- Disselhorst-Klug, C., Silny, J., and Rau, G. (1997). Improvement of spatial resolution in surface-emg: a theoretical and experimental comparison of different spatial filters. *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, 44(7):567–574.
- Dobrev, D. (2002). Two-electrode low supply voltage electrocardiogram signal amplifier. *Medical and Biological Engineering and Computing*, 42:272–276.
- Dobrev, D. and Daskalov, I. (2002). Two-electrode biopotential amplifier with current-driven inputs. *Medical and Biological Engineering and Computing*, 40:122–127.
- Eaton, J., Jin, W., and Miranda, E. (2014). The space between us: A live performance with musical score generated via affective correlates measured in eeg of one performer and an audience member. In *International Conference on New Interfaces for Musical Expression (NIME)*, page 593–596.
- Erdem, C., Camci, A., and Forbes, A. G. (2017). Biostomp: a biocontrol system for embodied performance using mechanomyography. In *International Conference on New Interfaces for Musical Expression (NIME)*, pages 65–70.
- Esrafilian, A., Stenroth, L., Mononen, M. E., Tanska, P., Avela, J., and Korhonen, R. K. (2020). Emg-assisted muscle force driven finite element model of the knee joint with fibril-reinforced poroelastic cartilages and menisci. *Scientific reports*, 10(1):3026.
- Fang, C., He, B., Wang, Y., Cao, J., and Gao, S. (2020). Emg-centered multi-sensory based technologies for pattern recognition in rehabilitation: State of the art and challenges. *Biosensors*, 10(85).
- Fang, Y., Liu, H., Li, G., and Zhu, X. (2015). A multichannel surface emg system for hand motion recognition. *International Journal of Humanoid Robotics*, 12(2):1550011.
- Farina, D., Arendt-Nielsen, L., Merletti, R., Indino, B., and GravenNielsen, T. (2003). Selectivity of spatial filters for surface emg detection from the tibialis anterior muscle. *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, 50(3):354–365.
- Farina, D., Cescon, C., and Merletti, R. (2002a). Influence of anatomical, physical, and detection-system parameters on surface emg. *Biol. Cybern.*, 86:445–456.
- Farina, D. and Holobar, A. (2015). Human? machine interfacing by decoding the surface electromyogram [life sciences]. *IEEE Signal Process. Mag.*, 32(1):115–120.

- Farina, D. and Merletti, R. (2001). A novel approach for precise simulation of the emg signal detected by surface electrodes. *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, 48(6):637–646.
- Farina, D., Merletti, R., Indino, B., Nazzaro, M., and Pozzo, M. (2002b). Independence of myoelectric control signals examined using a surface emg model. *Muscle Nerve*, 26(5):681–695.
- Farina, D., Mesin, L., Martina, S., and Merletti, R. (2004a). Comparison of spatial filter selectivity in surface myoelectric signal detection: Influence of the volume conductor model. *Med. Biol. Eng. Comput.*, 42:114–120.
- Farina, D., Mesin, L., Martina, S., and Merletti, R. (2004b). A surface emg generation model with multilayer cylindrical description of the volume conductor. *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, 51(3):415–426.
- Fernandez-Chimeno, M. and Pallàs-Areny, R. (2000). A comprehensive model for power line interference in biopotential measurements. *IEEE Transactions on instrumentation and measurement*, 49(3):535–540.
- Gabriel, C., Gabriel, S., and Corthout, Y. E. (1996). The dielectric properties of biological tissues: I. literature survey. *Physics in medicine and biology*, 41(11):2231–2249.
- Gagne, S. and Poussart, D. (1976). Recordings of bioelectric potentials with glass microelectrodes: limitations of unity-gain follower with buffer. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 23:81–83.
- Geddes, L. A. (1997). Historical evolution of circuit models for the electrode-electrolyte interface. *Annals of Biomedical Engineering*, 25(1):1–14.
- Germer, C. M., Farina, D., Elias, L. A., Nuccio, S., Hug, F., and Vecchio, A. D. (2021). Surface emg cross talk quantified at the motor unit population level for muscles of the hand, thigh, and calf. *J. Appl. Physiol.*, 131(2):808–820.
- Griep, P. A., Boon, K. L., and Stegeman, D. F. (1978). A study of the motor unit action potential by means of computer simulation. *Biological Cybernetics*, 30:221–230.
- Griep, P. A., Gielen, F. L. H., Boom, H. B. K., Boon, K. L., Hoogstraten, L. L. W., Pool, C. W., and Wallinga-De Jonge, W. (1982). Calculation and registration of the same motor unit action potential. *Electroencephalogr. Clin. Neurophysiol.*, 53(4):388–404.
- Guerrero, F. N. (2017). *Instrumentación para Neuroprótesis Vestibles*. Tesis Doctoral, Universidad Nacional de La Plata.
- Guerrero, F. N., Haberman, M. A., García, P. A., Catacora, V. A., Madou, R., Veiga, A., Ceriani, A., and Spinelli, E. M. (2019). Interfaz humano-máquina portátil para expresión artística inclusiva. In *X Congreso Iberoamericano de Tecnologías de Apoyo a la Discapacidad, Buenos Aires, 20, 21 y 22 de noviembre*.

- Guerrero, F. N., Madou, R., Catacora, V. A., Haberman, M. A., García, P. A., Veiga, A. L., and Spinelli, E. M. (2020). Wimumo project: a wearable open device for physiological signals acquisition. *Revista Argentina de Bioingeniería*, 24(3):13–18.
- Guerrero, F. N. and Spinelli, E. M. (2015). Surface emg multichannel measurements using active, dry branched electrodes. In *VI Latin American Congress on Biomedical Engineering CLAIB 2014, Paraná, Argentina 29, 30 y 31 October 2014*, pages 1–4. Springer International Publishing.
- Guerrero, F. N. and Spinelli, E. M. (2018). A two-wired ultra-high input impedance active electrode. *IEEE Trans. On Circuits and Systems*, 12(2):437–445.
- Guerrero, F. N. and Spinelli, E. M. (2022). Stability of power supply bootstrapped unity-gain buffers. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 69(11):4258–4262.
- Guerrero, F. N., Spinelli, E. M., Grasso, A. D., and Palumbo, G. (2022). Double-differential amplifier for semg measurement by means of a current-mode approach. *IEEE Access*, 10:45870–45880.
- Guerrero, F. N., Spinelli, E. M., and Haberman, M. A. (2016). Analysis and simple circuit design of double differential emg active electrode. *IEEE Trans. Biomed. Circuits Syst.*, 10(3):787–795.
- Guk, K., Han, G., Lim, J., Jeong, K., Kang, T., Lim, E.-K., and Jung, J. (2019). Evolution of wearable devices with real-time disease monitoring for personalized healthcare. *Nanomaterials*, 9(6):813.
- Guo, W., Sheng, X., Liu, H., and Zhu, X. (2017). Toward an enhanced human-machine interface for upper-limb prosthesis control with combined emg and nirs signals. *IEEE Trans. Hum. Mach. Syst.*, 47(4):564–575.
- Haberman, M. A. (2016). *Procesamiento de señales aplicado a dispositivos de ayuda para personas con discapacidades motoras*. Tesis Doctoral, Universidad Nacional de La Plata.
- Haberman, M. A., Cassino, A., and Spinelli, E. M. (2011). Estimation of stray coupling capacitances in biopotential measurements. *Medical and Biological Engineering and Computing*, 49:1067–1071.
- Hall, T. S., Twigg, C. M., Gray, J. D., Hasler, P., and Anderson, D. V. (2005). Large-scale field-programmable analog arrays for analog signal processing. *IEEE Trans. Circuits Syst. I: Regul. Pap.*, 52(11):2298–2307.
- Ho, R. T. H., Markosov, S. H., Sanders, N., and Nam, C. S. (2019). Bci-based expressive arts: Moving toward mind-body alignment. In Nijholt, A., editor, *Brain Art*, pages 355–373. Cham: Springer International Publishing, 3 edition.
- Huhta, J. C. and Webster, J. G. (1973). 60-hz interference in electrocardiography. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, BME-20(2):91–101.

- International Electrotechnical Commission, I. E. C. (2005). Medical electrical equipment – part 1: General requirements for basic safety and essential performance. In *International Standard IEC 60601-1*. 3 edition.
- Iossel, Y. Y., Kochanov, E. S., and Strunskii, M. G. (1981). Capacitance of fat plates. In *The calculation of electrical capacitance*, pages 119–122. Energoizdat.
- Jiang, N., Englehart, K. B., and Parker, P. A. (2009). Extracting simultaneous and proportional neural control information for multiple-dof prostheses from the surface electromyographic signal. *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, 56(4):1070–1080.
- Kootsey, J. M. and Johnson, E. A. (1973). Buffer amplifier with femtofarad input capacity using operational amplifiers. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, BME-20:389–391.
- Kuiken, T. A., Stoykov, N. S., Popovic, M., Lowery, M. M., and Taflove, A. (2001). Finite element modeling of electromagnetic signal propagation in a phantom arm. *IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering*, 9(4):346–354.
- Kurikov, S. F., Prilutskii, D. A., and Selishchev, S. V. (1997). Use of a sigma-delta analog-to-digital converter in multichannel electrocardiographs. *Biomedical Engineering*, 31(4):190–194.
- Kwon, Y. W. and Bang, H. (2018). *The finite element method using MATLAB*. CRC press.
- Levkov, C. K. (1982). Amplification of biosignals by body potential driving. *Medical and Biological Engineering and Computing*, 20:248–250.
- Levkov, C. K. (1988). Amplification of biosignals by body potential driving. analysis of the circuit performance. *Medical and Biological Engineering and Computing*, 26:389–396.
- Levkov, C. K., Mihov, G., Ivanov, R., Daskalov, I., Christov, I., and Dotsinsky, I. (2005). Removal of power-line interference from the ecg: a review of the subtraction procedure. *Biomedical engineering online*, 4:1–18.
- Lányi, . and Pisani, M. (2002). A high-input-impedance buffer. *IEEE Trans. On Circuits and Systems – I: Fundamental Theory and Applications*, 49(8):1209–1211.
- Lowery, M. M. (2016). Emg modeling and simulation. In Merletti, R. and Farina, D., editors, *Surface Electromyography: Physiology, Engineering, and Applications*, pages 210–246. John Wiley and Sons.
- Lowery, M. M., Stoykov, N., Dewald, J., and Kuiken, T. (2004). Volume conduction in an anatomically based surface emg model. *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, 51(12):2138–2147.
- Lowery, M. M., Stoykov, N. S., and Kuiken, T. A. (2003). Independence of myoelectric control signals examined using a surface emg model. *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, 50(6):789–793.

- Lowery, M. M., Stoykov, N. S., Taflove, A., and Kuiken, T. A. (2002). A multiple-layer finite-element model of the surface emg signal. *IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering*, 49(5):446–454.
- Madou, R., Guerrero, F. N., and Spinelli, E. M. (2019). Adquisidor inalámbrico de biopotenciales con interfaz web. In *V Jornadas de Investigación, Transferencia y Extensión de la Facultad de Ingeniería (La Plata)*, pages 380–385.
- Maksymenko, K., Clarke, A. K., Guerra, I. M., Deslauriers-Gauthier, S., and Farina, D. (2021). Towards the myoelectric digital twin: Ultra fast and realistic modelling for deep learning. *bioRxiv*.
- Martin, C., Jensenius, A., and Torresen, J. (2018). Composing an ensemble standstill work for myo and bela. In *International Conference on New Interfaces for Musical Expression (NIME)*, pages 196–197.
- McAuliffe, M. J., Lalonde, F. M., McGarry, D., Gandler, W., Csaky, K., and Trus, B. L. (2001). Medical image processing, analysis and visualization in clinical research. In *Proceedings 14th IEEE Symposium on Computer-Based Medical Systems. CBMS 2001*, pages 381–386. IEEE.
- McKee, J. J., Evans, N. E., and Wallace, D. (1996). Sigma-delta analogue-to-digital converters for eeg signal acquisition. In *Proceedings of 18th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, pages 19–20. IEEE.
- Meijs, J. W. H., Weier, O. W., Peters, M. J., and Oosterom, A. V. (1989). On the numerical accuracy of the boundary element method (eeg application). *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 36(10):1038–1049.
- Merletti, R. and Farina, D. (2016). *Surface electromyography: physiology, engineering, and applications*. John Wiley and Sons.
- Merletti, R., Holobar, A., and Farina, D. (2008). Analysis of motor units with high-density surface electromyography. *Journal of Electromyography and Kinesiology*, 18(6):879–890.
- Merletti, R. and Muceli, S. (2019). Tutorial. surface emg detection in space and time: Best practices. *J. Electromyogr. Kinesiol.*, 49:102363.
- Merletti, R. and Parker, P. (2004). *Electromyography: Physiology, Engineering, and Noninvasive Applications*. John Wiley and Sons.
- Mesin, L. (2020). Crosstalk in surface electromyogram: literature review and some insights. *Phys. Eng. Sci. Med.*, 43:481–492.
- Metting van Rijn, A. C., Peper, A., and Grimbergen, C. A. (1990). High-quality recording of bioelectric events—part 1: Interference reduction, theory and practice. *Medical and Biological Engineering and Computing*, 28:389–397.
- Metting van Rijn, A. C., Peper, A., and Grimbergen, C. A. (1991). The isolation mode rejection ratio in bioelectric amplifiers. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 38(11):1154–1157.

- Nakagawa, R. and Hirata, S. (2017). Aeve: An audiovisual experience using vrhmd and eeg. In *International Conference on New Interfaces for Musical Expression (NIME)*, page 497–498.
- Neuman, M. R. (1998). Biopotential amplifiers. In Webster, J. G., editor, *Medical instrumentation: application and design*, pages 233–286. John Wiley and Sons, 3 edition.
- Neuman, M. R. (2009). An investigation of the use of a high resolution adc as a “digital biopotential amplifier”. In *4th European Conference of the International Federation for Medical and Biological Engineering: ECIFMBE 2008 23–27 November 2008 Antwerp, Belgium*, pages 142–147. Springer Berlin Heidelberg.
- Oskei, M. A. and Hu, H. (2007). Myoelectric control systems-a survey. *Biomedical signal processing and control*, 2(4):275–294.
- Pallàs-Areny, R. and Colominas, J. (1989). Differential mode interferences in biopotential amplifiers. In *Images of the Twenty-First Century. Proceedings of the Annual International Engineering in Medicine and Biology Society*, pages 1721–1722. IEEE.
- Pallàs-Areny, R. and Webster, J. G. (1999). *Analog signal processing*. John Wiley and Sons.
- Pereira Botelho, D., Curran, K., and Lowery, M. M. (2019). Anatomically accurate model of emg during index finger flexion and abduction derived from diffusion tensor imaging. *PLoS computational biology*, 15(8):e1007267.
- Plonsey, R. (1977). Action potential sources and their volume conductor fields. *Proceedings of the IEEE*, 65(5):601–611.
- Prutchi, D. and Norris, M. (2005). *Design and Development of Medical Electronic Instrumentation: A practical perspective of the design, construction, and test of medical devices*. John Wiley and Sons.
- Rau, G. and Disselhorst-Klug, C. (1997). Principles of high-spatial-resolution surface emg (hsr-emg): single motor unit detection and application in the diagnosis of neuromuscular disorders. *J. Electromyogr. Kinesiol.*, 7(4):233–239.
- Reaz, M. B. I., Hussain, M. S., and Mohd-Yasin, F. (2006). Characterizing emg data using machine-learning tools. *Biol. Proced. Online*, 8:11–35.
- Reucher, H., Rau, G., and Silny, J. (1987a). Spatial filtering of noninvasive multielectrode emg: Part i-introduction to measuring technique and applications. *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, BME-34(2):98–105.
- Reucher, H., Silny, J., and Rau, G. (1987b). Spatial filtering of noninvasive multielectrode emg: Part ii-filter performance in theory and modeling. *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, BME-34(2):106–113.
- Rosell, J., Colominas, J., Riu, P., Pallàs-Areny, R., and Webster, J. G. (1988). Skin impedance from 1 hz to 1 mhz. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 35(8):649–651.

- Rosenfalck, P. (1969). Intra- and extracellular potential fields of active nerve and muscle fibres. a physico-mathematical analysis of different models. *Acta Physiologica Scandinavica*, Suppl. 321(168).
- Rossi, F., Mongardi, A., Ros, P. M., Roch, M. R., Martina, M., and Demar-chi, D. (2021). Tutorial: A versatile bio-inspired system for processing and transmission of muscular information. *IEEE Sens. J.*, 21(20):22285–22303.
- Seshadri, D. R., Li, R. T., Voos, J. E., Rowbottom, J. R., Alfes, C. M., Zorman, C. A., and Drummond, C. K. (2019). Wearable sensors for monitoring the physiological and biochemical profile of the athlete. *npj Digital Medicine*, 2(72):1–16.
- Silvester, P. P. and Ferrari, R. L. (1996). *Finite elements for electrical engi-neers*. Cambridge university press.
- Singh, H. P. and Kumar, P. (2021). Developments in the human machine interface technologies and their applications: a review. *Journal of Medical Engineering and Technology*, 45(7):552–573.
- Son, D., Lee, J., Qiao, S., Ghaffari, R., Kim, J., Lee, J. E., Song, C., Kim, S. J., Lee, D. J., Jun, S. W., Yang, S., Park, M., Shin, J., Do, K., Lee, M., Kang, K., Hwang, C. S., Lu, N., Hyeon, T., and Kim, D.-H. (2014). Multifunctional wearable devices for diagnosis and therapy of movement disorders. *Nat. Nanotechnol.*, 9(5):397–404.
- SPEAK (2018). Imaginación colectiva. In Secretaría de Arte y Cultura UNLP, Centro de Arte UNLP, L. P., editor, *5to Bienal Universitaria de Arte y Cultura 26 de Octubre 2018*.
- Spinelli, E. M. (2007). *Amplificadores de instrumentación en aplicaciones biomédicas*. Tesis Doctoral, Universidad Nacional de La Plata.
- Spinelli, E. M. (2014). High input impedance dc servo loop circuit. *Electronics Letters*, 50(24):1808–1809.
- Spinelli, E. M. and Guerrero, F. N. (2017). The biological amplifier. In Valen-tinuzzi, M. E., editor, *Further Understanding of the Human Machine: The Road to Bioengineering*, pages 463–500. World Scientific.
- Spinelli, E. M., Guerrero, F. N., García, P. A., Catacora, V. A., and Haberman, M. A. (2022). A fully-differential biopotential amplifier with a reduced number of parts. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 71:1–8.
- Spinelli, E. M., Guerrero, F. N., García, P. A., and Haberman, M. A. (2016). A simple and reproducible capacitive electrode. *Medical Engineering and Physics*, 38(3):286–289.
- Spinelli, E. M. and Haberman, M. A. (2010). Insulating electrodes: a review on biopotential frontends for dielectric skin-electrode interfaces. *Physiological Measurement*, 31(10):183–198.

- Spinelli, E. M. and Mayosky, M. A. (2005). Two-electrode biopotential measurements: Power line interference analysis. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 52(8):1436–1442.
- Spinelli, E. M., Pallàs-Areny, R., and Mayosky, M. (2003). Ac-coupled front-end for biopotential measurements. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 50(3):391–395.
- Sproll, T., Schiela, A., and Lowery, M. M. (2018). Numerical identification of motor units using an optimal control approach. *IFAC-PapersOnLine*, 51(2):174–179.
- Su, B., Shirafuji, S., Oya, T., Ogata, Y., Funato, T., Yoshimura, N., Pion-Tonachini, L., Makeig, S., Seki, K., and Ota, J. (2016). Source separation and localization of individual superficial forearm extensor muscles using high-density surface electromyography. In *2016 International Symposium on Micro-NanoMechatronics and Human Science (MHS)*, pages 1–7. IEEE.
- Talib, I., Sundaraj, K., Lam, C. K., Hussain, J., and Ali, M. A. (2019). A review on crosstalk in myographic signals. *Eur. J. Appl. Physiol.*, 119:9–28.
- Tatco, V. (2016). Normal mri of the arm. *Radiopaedia.org*. Disponible en: <https://doi.org/10.53347/rID-43585>.
- Thakor, N. V. and Webster, J. G. (1980). Ground-free eeg recording with two electrodes. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, BME-27(12):699–704.
- Towe, B. C. (1981). Comments on “ground-free eeg recording with two electrodes”. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, BME-28(12):838–839.
- Tran, A. P., Yan, S., and Fang, Q. (2020). Improving model-based functional near-infrared spectroscopy analysis using mesh-based anatomical and light-transport models. *Neurophotonics*, 7(1):015008.
- Van den Doel, K., Ascher, U. M., and Pai, D. K. (2011). Source localization in electromyography using the inverse potential problem. *Inverse Problems*, 27(2):025008.
- Van Doxtel, A. (2001). Optimal signal bandwidth for the recording of surface emg activity of facial, jaw, oral, and neck muscles. *Psychophysiology*, 38(1):22–34.
- van Vugt, J. P. P. and van Dijk, J. G. (2001). A convenient method to reduce crosstalk in surface emg. *Clin. Neurophysiol.*, 112(4):583–592.
- Webster, J. G. (2006). *Encyclopedia of Medical Devices and Instrumentation*. John Wiley and Sons.
- Winter, B. B. and Webster, J. G. (1983). Driven-right-leg circuit design. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, BME-30(1):62–66.
- Wood, D. E., Ewins, D. J., and Balachandran, W. (1995). Comparative analysis of power-line interference between two- or threeselectrode biopotential amplifiers. *Medical and Biological Engineering and Computing*, 33:63–68.

- Wright, M. (2005). Open sound control: an enabling technology for musical networking. *Organised Sound*, 10(3):193–200.
- Xu, J., Mitra, S., Van Hoof, C., Yazicioglu, R. F., and Makinwa, K. A. (2017). Active electrodes for wearable eeg acquisition: Review and electronics design methodology. *IEEE Reviews in Biomedical Engineering*, 10:187–198.
- Yamamoto, Y. and Nakamura, T. (1998). Elimination of power line interference in eeg signal using inverse loop. In *Proceedings of the 20th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, pages 3313–3314. IEEE.
- Yousefi, J. and Hamilton-Wright, A. (2014). Characterizing emg data using machine-learning tools. *Comput. Biol. Med.*, 51:1–13.
- Zheng, Y.-L., Ding, X.-R., Poon, C. C. Y., Lo, B. P. L., Zhang, H., Zhou, X.-L., Yang, G.-Z., Zhao, N., and Zhang, Y.-T. (2014). Unobtrusive sensing and wearable devices for health informatics. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 61(5):1538–1554.