

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



Trabajo Fin de Grado

**Diseño y fabricación de un sistema
electrónico para la captación y
análisis de señales EMG**

**Design and development of an electronic
system for the acquisition and analysis of
EMG signals**

Para acceder al Título de

***Graduado en
Ingeniería de Tecnologías de Telecomunicación***

Autor: Aurelio Fernández Pellón

09-2022

GRADUADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS DE TELECOMUNICACIÓN

CALIFICACIÓN DEL TRABAJO FIN DE GRADO

Realizado por: Aurelio Fernández Pellón

Director del TFG: Jose Ángel Miguel Díaz

Título: “Diseño y fabricación de un sistema electrónico para la captación y análisis de señales EMG”

Title: “Design and development of an electronic system for the acquisition and analysis of EMG signals”

Presentado a examen el día: 22 de septiembre del 2022

para acceder al Título de

GRADUADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS DE TELECOMUNICACIÓN

Composición del Tribunal:

Presidente (Apellidos, Nombre): Sanz Gil, Roberto

Secretario (Apellidos, Nombre): Miguel Díaz, Jose Ángel

Vocal (Apellidos, Nombre): Lechuga Solaegui, Yolanda

Este Tribunal ha resuelto otorgar la calificación de:

Fdo.: El Presidente

Fdo.: El Secretario

Fdo.: El Vocal

Vº Bº del Subdirector

Trabajo Fin de Grado Nº

Agradecimientos

En primer lugar, me gustaría agradecer a mi tutor, Doctor Jose Ángel Miguel Díaz. Por sus consejos, que fueron siempre útiles, por todo lo que me ha enseñado durante este proceso, por su paciencia y su constancia, y por sus palabras alentadoras en los momentos difíciles. Usted fue una parte imprescindible en esta historia.

A todos los profesores que he tenido, tanto en la universidad como fuera de ella, por haber fomentado el desarrollo de mi curiosidad, gracias. Gracias por compartir sus conocimientos y experiencias, allá donde vaya los llevare conmigo.

A mis padres, ustedes han sido siempre el motor que me impulsa a seguir adelante, sin importar lo difícil o angustioso que sea el camino, quienes estuvieron siempre a mi lado en los días y noches más difíciles. Hoy, les dedico a ustedes este logro. Orgulloso de tenerles como padres, les doy las gracias por quienes son y por creer siempre en mí.

Por último, y no por ello menos importante, me gustaría agradecerles a mis amigos, mis compañeros de viaje. Hoy finaliza una increíble etapa y no puedo evitar recordar tantas tardes y horas de trabajo que hemos pasado juntos durante nuestra formación, en alguna ocasión estuvimos cerca de quedar encerrados en la universidad. Hoy concluye un capítulo maravilloso de la vida y jamás podre dejar de agradecerles su apoyo y constancia. Gracias por estar siempre ahí.

Aurelio Fernández Pellón.

Índice

1	Introducción.....	1
2	Diseño del sistema.....	4
2.1	Electrodos.....	9
2.1.1	Electrodos insertados o intramusculares.....	9
2.1.2	Electrodos superficiales.....	10
2.1.3	Colocación de los electrodos.....	11
2.1.4	Ruido en los electrodos.....	13
2.1.5	Electrodos seleccionados.....	15
2.2	Amplificador diferencial.....	18
2.2.1	Estudio analítico.....	22
2.2.2	Simulación en PSPICE.....	25
2.3	Filtro paso bajo.....	29
2.3.1	Estudio analítico.....	31
2.3.2	Simulación en PSPICE.....	38
2.4	Filtro paso alto.....	41
2.4.1	Estudio analítico.....	44
2.4.2	Simulación en PSPICE.....	50
2.5	Amplificador de tensión.....	53
2.5.1	Estudio analítico.....	54
2.5.2	Simulación en PCPICE.....	55
2.6	Elevador de tensión.....	58
2.6.1	Estudio analítico.....	58
2.6.2	Simulación en PSPICE.....	59
2.7	Microcontrolador.....	62
2.7.1	Funcionamiento.....	66
2.8	Mano Impresa en 3D.....	68
3	Fabricación.....	70
3.1	Prototipo 01.....	71
3.2	Prototipo 02.....	72
3.3	Prototipo 03.....	75

3.4	Amplificador diferencial.....	82
3.5	Filtro paso bajo.....	85
3.6	Filtro paso alto.....	90
3.7	Amplificador de tensión.....	93
3.8	Elevador de tensión.....	97
3.9	Impresión 3D.....	100
3.10	Sistema Completo.....	106
4	Conclusiones	109
5	Anexos.....	111
5.1	Códigos de Matlab	111
5.1.1	Programa “FILTRO_SALLEN-KEY_PASOBAJO_01”	111
5.1.2	Programa “FILTRO_SALLEN-KEY_PASOALTO_01”	127
5.2	Códigos de Arduino Nano.....	142
6	Bibliografía.....	146

Índice de figuras

Fig. 1.1. Fotografía del sistema prototipo realizado.....	3
Fig. 2.1. Diagrama de bloques general del sistema a diseñar y fabricar.	4
Fig. 2.2. Diagrama de bloques detallado del sistema a diseñar y fabricar.....	5
Fig. 2.3. Ejemplos de electrodos insertados o intramusculares; (a) de tipo aguja; (b) de tipo alambre fino; extraídos de [8].	10
Fig. 2.4. Ejemplos de electrodos superficiales; (a) de tipo gelificado; (b) de no gelificado o seco; extraídos de [8].	11
Fig. 2.5. Comparativa de mano y prótesis; (a) estructura muscular de la mano, extraído de [12]; (b) configuración de la mano protética fabricada mediante impresión 3D.	12
Fig. 2.6. Colocación de electrodos en el músculo; (a) esquema del músculo con ubicación óptima de electrodos entre la unidad motora, o zona de inervación, y la inserción tendinosa, extraído de [8]; (b) ejemplo de colocación de electrodos superficiales gelificados en sujeto.	13
Fig. 2.7. Espectro de la señal EMG detectada del músculo <i>Tibialis Anterior</i> durante una contracción constante del 50 % del volumen máximo, extraído de [7].	14
Fig. 2.8. Electrodo seleccionado, desarrollado por el fabricante Axion [13].	15
Fig. 2.9. Señal de tensión de salida de los electrodos para la mano no flexionada.	16
Fig. 2.10. Señal de tensión de salida de los electrodos para el músculo flexionado; (a) resultados de la prueba inicial; (b) resultados de la segunda prueba.	17
Fig. 2.11. Esquema de uso del amplificador diferencial, donde las señales EMG se denotan como m_1 y m_2 , mientras que el ruido común se indica como n ; extraído de [7].	18
Fig. 2.12. Esquemático general de un amplificador de instrumentación.....	21
Fig. 2.13. Esquema de conexiones de la familia de amplificadores de instrumentación AD623; extraído de [14].	22
Fig. 2.14. Esquemático de la simulación PSPICE del bloque de amplificación diferencial. ..	26
Fig. 2.15. Resultados de la simulación transitoria en PSPICE del bloque de amplificación diferencial.	27
Fig. 2.16. Resultados de la simulación de AC en PSPICE del bloque de amplificación diferencial.	28

Fig. 2.17. Filtro paso bajo de primer orden; (a) esquemático; (b) respuesta en frecuencia [8].....	29
Fig. 2.18. Esquema de filtro Sallen-Key paso bajo, con ganancia unidad.....	30
Fig. 2.19. Esquema de filtro Sallen-Key paso bajo, con ganancia variable.	31
Fig. 2.20. Relación de frecuencias de corte superior para un FPB, para las posibles combinaciones de resistencias y condensadores comerciales.	34
Fig. 2.21. Error relativo entre las frecuencias de corte obtenidas para el FPB y su valor objetivo.	34
Fig. 2.22. Módulo de la ganancia para las propuestas del programa MATLAB para el diseño del filtro Sallen-Key paso bajo.....	35
Fig. 2.23. Conjunto de soluciones propuestas por el programa MATLAB para el diseño del filtro Sallen-Key paso bajo; usando formato de barras.....	36
Fig. 2.24. Error relativo en la frecuencia de corte para las soluciones propuestas por el programa MATLAB para el diseño del filtro Sallen-Key paso bajo; usando formato de barras.....	36
Fig. 2.25. Esquemático de la simulación PSPICE del bloque de filtrado paso bajo.	39
Fig. 2.26. Resultados de la simulación de AC en PSPICE del bloque de filtrado paso bajo...39	
Fig. 2.27. Filtro paso bajo de primer orden; (a) esquemático; (b) respuesta en frecuencia [8].....	42
Fig. 2.28. Esquema de filtro Sallen-Key paso alto, con ganancia unidad.....	42
Fig. 2.29. Esquema de filtro Sallen-Key paso alto, con ganancia variable.	43
Fig. 2.30. Relación de frecuencias de corte superior para un FPA, para las posibles combinaciones de resistencias y condensadores comerciales.	47
Fig. 2.31. Error relativo entre las frecuencias de corte obtenidas para el FPA y su valor objetivo.	47
Fig. 2.32. Módulo de la ganancia para las propuestas del programa MATLAB para el diseño del filtro Sallen-Key paso alto.....	48
Fig. 2.33. Conjunto de soluciones propuestas por el programa MATLAB para el diseño del filtro Sallen-Key paso alto; usando formato de barras.....	48
Fig. 2.34. Error relativo en la frecuencia de corte para las soluciones propuestas por el programa MATLAB para el diseño del filtro Sallen-Key paso alto; usando formato de barras.....	49

Fig. 2.35. Esquemático de la simulación PSPICE del bloque de filtrado paso alto.	50
Fig. 2.36. Resultados de la simulación de AC en PSPICE del bloque de filtrado paso alto.	51
Fig. 2.37. Arquitectura de amplificador de tensión no inversor.	53
Fig. 2.38. Esquemático de la simulación PSPICE del bloque de amplificación de tensión.	56
Fig. 2.39. Resultados de la simulación de AC en PSPICE del bloque de amplificación de tensión.	56
Fig. 2.40. Resultados de la simulación transitoria en PSPICE del bloque de amplificación de tensión.	57
Fig. 2.41. Arquitectura del bloque elevador de tensión.	58
Fig. 2.42. Esquemático de la simulación PSPICE del bloque elevador de tensión.	60
Fig. 2.43. Resultados de la simulación transitoria en PSPICE del bloque elevador de tensión.	61
Fig. 2.44. Resultados de la simulación de AC en PSPICE del bloque elevador de tensión. ...	61
Fig. 2.45. Aspecto y relación de pines de entrada-salida de Arduino Nano; extraído de [10].	64
Fig. 2.46. Características físicas de Arduino Nano; extraído de [10].	66
Fig. 2.47. Fotografía de la mano impresa en 3D.	69
Fig. 3.1. Banco de medida del laboratorio de microelectrónica.	70
Fig. 3.2. Imagen del prototipo 01 sobre <i>protoboard</i> , con los bloques de filtrado paso bajo, paso alto y amplificador de tensión.	71
Fig. 3.3. Imagen del prototipo 02 sobre placa perforada; (a) bloque de amplificación diferencial; (b) bloque de filtrado paso bajo; (c) bloque de filtrado paso alto; (d) bloque de amplificación de tensión.	72
Fig. 3.4. Imagen renderizada del contendor fabricado mediante impresión de filamento 3D.	73
Fig. 3.5. Vista de esquemático del proyecto de diseño de PCB en <i>KiCad</i> ,	76
Fig. 3.6. Detalle de vista superior de la placa PCB en <i>KiCad</i>	76
Fig. 3.7. Detalle de conexionado de la PCB en <i>KiCad</i> ; (a) vista superior; (b) vista inferior.	77
Fig. 3.8. Fotografía de la placa PCB fabricada.	78
Fig. 3.9. Fotografía de la placa PCB con componentes soldados.	79

Fig. 3.10. Medida de señales de entrada y salida a 100 Hz para el bloque de amplificación diferencial del prototipo 03.....	83
Fig. 3.11. Medida de señales de entrada y salida a 2 Hz para el bloque de amplificación diferencial del prototipo 03.....	84
Fig. 3.12. Medida de señales de entrada y salida a 50 kHz para bloque de amplificación diferencial del prototipo 03.....	84
Fig. 3.13. Medida de señales de entrada y salida a 50 Hz para el FPB del prototipo 03.....	87
Fig. 3.14. Medida de señales de entrada y salida en el punto de atenuación 3 dB para el FPB del prototipo 03.....	88
Fig. 3.15. Medida de señales de entrada y salida en el punto de atenuación 6 dB para el FPB del prototipo 03.....	88
Fig. 3.16. Medida de señales de entrada y salida a 150 Hz para el FPA del prototipo 03.....	91
Fig. 3.17. Medida de señales de entrada y salida en el punto de atenuación 3 dB para el FPA del prototipo 03.....	92
Fig. 3.18. Medida de señales de entrada y salida en el punto de atenuación 6 dB para el FPB del prototipo 03.....	92
Fig. 3.19. Medida de señales de entrada y salida a 100 Hz para el amplificador de tensión del prototipo 03.....	95
Fig. 3.20. Medida de señales de entrada y salida en el punto inferior de atenuación 3 dB para el amplificador de tensión del prototipo 03.....	95
Fig. 3.21. Medida de señales de entrada y salida en el punto superior de atenuación 3 dB para el amplificador de tensión del prototipo 03.....	96
Fig. 3.22. Medida de señales de entrada y salida a 100 Hz para el bloque elevador de tensión del prototipo 03.	98
Fig. 3.23. Medida de señales de entrada y salida para la frecuencia inferior de operación en el bloque elevador de tensión del prototipo 03.	99
Fig. 3.24. Medida de señales de entrada y salida para la frecuencia superior de operación en el bloque elevador de tensión del prototipo 03.....	99
Fig. 3.25. Vista superior del brazo y la cobertura	103
Fig. 3.26. Vista de frente del brazo y la cobertura.....	104
Fig. 3.27. Vista desde la esquina del brazo y las coberturas.	104
Fig. 3.28. Vista frontal de los dedos y la palma.....	104

Fig. 3.29. Vista superior de los dedos y la palma.	105
Fig. 3.30. Vista desde la esquina de los dedos y la palma.....	105
Fig. 3.31. Vista frontal de las partes de la muñeca.	105
Fig. 3.32. Vista superior de las partes de la muñeca.....	106
Fig. 3.33. Vista superior de las partes de la muñeca.....	106
Fig. 3.34. Captura del funcionamiento del sistema prototipo desarrollado; (a) Mano abierto; (b) Mano cerrada.	108

Índice de tablas

Tabla 1.1. Relación de costes de manos protéticas; extraído de [4] [5].....	2
Tabla 2.1. Especificaciones de las señales de salida de los electrodos.	5
Tabla 2.2. Especificaciones del bloque de amplificación diferencial.....	6
Tabla 2.3. Especificaciones del bloque de filtrado paso bajo.....	6
Tabla 2.4. Especificaciones del bloque de filtrado paso alto.....	7
Tabla 2.5. Especificaciones del bloque de amplificación de tensión.	7
Tabla 2.6. Especificaciones del bloque elevador de tensión.	8
Tabla 2.7. Especificaciones del bloque microcontrolador.	8
Tabla 2.8. Especificaciones del bloque servomotor.....	9
Tabla 2.9. Comparativa entre las especificaciones iniciales consideradas para las señales EMG recogidas por los electrodos y sus valores medidos experimentalmente.....	18
Tabla 2.10. Especificaciones principales del amplificador de instrumentación AD623, bajo condiciones de alimentación con $V_S = 5\text{ V}$, impedancia de carga de $R_L = 10\text{ k}\Omega$ y temperatura de operación de $T = 25^\circ\text{C}$; extraídas de [14].....	21
Tabla 2.11. Parámetros de rendimiento del bloque de amplificación diferencial, incluyendo sus especificaciones iniciales y los resultados del diseño analítico.....	25
Tabla 2.12. Relación de componentes utilizados en la simulación PSPICE del bloque de amplificación diferencial.	26
Tabla 2.13. Parámetros de rendimiento del bloque de amplificación diferencial, incluyendo sus especificaciones iniciales, resultados del diseño analítico y resultados de simulación en PSPICE.	28
Tabla 2.14. Conjunto de soluciones propuestas por el programa MATLAB para el diseño del filtro Sallen-Key paso bajo.....	35
Tabla 2.15. Especificaciones principales del amplificador operacional UA741CP, bajo condiciones de alimentación con $V_{CC} = \pm 15\text{ V}$ y temperatura de operación de $T = 25^\circ\text{C}$; extraídas de [15].	37
Tabla 2.16. Parámetros de rendimiento del bloque de filtrado paso bajo, incluyendo sus especificaciones iniciales y los resultados del diseño analítico.....	38
Tabla 2.17. Relación de componentes utilizados en la simulación PSPICE del bloque de amplificación diferencial.	38

Tabla 2.18. Parámetros de rendimiento del bloque de filtrado paso bajo, incluyendo sus especificaciones iniciales, resultados del diseño analítico y resultados de simulación en PSPICE.	41
Tabla 2.19. Conjunto de soluciones propuestas por el programa MATLAB para el diseño del filtro Sallen-Key paso alto.	47
Tabla 2.20. Parámetros de rendimiento del bloque de filtrado paso alto, incluyendo sus especificaciones iniciales y los resultados del diseño analítico.	49
Tabla 2.21. Relación de componentes utilizados en la simulación PSPICE del bloque de filtrado paso alto.	50
Tabla 2.22. Parámetros de rendimiento del bloque de filtrado paso alto, incluyendo sus especificaciones iniciales, resultados del diseño analítico y resultados de simulación en PSPICE.	53
Tabla 2.23. Parámetros de rendimiento del bloque de amplificación de tensión, incluyendo sus especificaciones iniciales y los resultados del diseño analítico.	55
Tabla 2.24. Relación de componentes utilizados en la simulación PSPICE del bloque de amplificación de tensión.	55
Tabla 2.25. Parámetros de rendimiento del bloque de amplificación de tensión, incluyendo sus especificaciones iniciales, resultados del diseño analítico y resultados de simulación en PSPICE.	57
Tabla 2.26. Parámetros de rendimiento del bloque elevador de tensión, incluyendo sus especificaciones iniciales y los resultados del diseño analítico.	59
Tabla 2.27. Relación de componentes utilizados en la simulación PSPICE del bloque elevador de tensión.	60
Tabla 2.28. Parámetros de rendimiento del bloque elevador de tensión, incluyendo sus especificaciones iniciales, resultados del diseño analítico y resultados de simulación en PSPICE.	62
Tabla 2.29. Resumen de características principales de Arduino Nano; extraído de [10] [11].	63
Tabla 2.30. resumen de pines de entrada-salida de Arduino Nano; extraído de [10].	64
Tabla 2.31. Relación de indicadores LED de señalización.	68
Tabla 2.32. Relación de indicadores LED azules y umbrales de medida.	68
Tabla 3.1. Relación de equipos utilizados del banco de medidas.	70
Tabla 3.2. Material utilizado en el bloque de amplificación diferencial del prototipo 02. ...	73
Tabla 3.3. Material utilizado en el bloque de filtrado paso bajo del prototipo 02.	73

Tabla 3.4. Material utilizado en el bloque de filtrado paso alto del prototipo 02.	74
Tabla 3.5. Material utilizado en el bloque de amplificación de tensión del prototipo 02.	74
Tabla 3.6. Material utilizado en el bloque elevador de tensión del prototipo 02.	75
Tabla 3.7. Material utilizado en el bloque microcontrolador del prototipo 02.	75
Tabla 3.8. Especificaciones y archivos de diseño de la PCB enviadas a la empresa Elecrow.	78
Tabla 3.9. Material utilizado en el bloque de amplificación diferencial del prototipo 03. ...	79
Tabla 3.10. Material utilizado en el bloque de filtrado paso bajo del prototipo 03.	80
Tabla 3.11. Material utilizado en el bloque de filtrado paso alto del prototipo 03.	80
Tabla 3.12. Material utilizado en el bloque de amplificación de tensión del prototipo 03. .	80
Tabla 3.13. Material utilizado en el bloque elevador de tensión del prototipo 03.	81
Tabla 3.14. Material utilizado en el bloque microcontrolador del prototipo 03.	81
Tabla 3.15. Caracterización experimental de la ganancia en banda del bloque amplificador diferencial para los prototipos 02 y 03.	82
Tabla 3.16. Caracterización experimental de los puntos de caída -3 dB en la ganancia del bloque amplificador diferencial para los prototipos 02 y 03.	83
Tabla 3.17. Comparativa de ganancias en banda para el bloque amplificador diferencial. .	85
Tabla 3.18. Comparativa de anchos de banda para el bloque amplificador diferencial.	85
Tabla 3.19. Caracterización experimental de la ganancia en banda del bloque de filtrado paso bajo para los prototipos 02 y 03.	86
Tabla 3.20. Caracterización experimental de los puntos de caída -3 dB y -6 dB en la ganancia del bloque de filtrado paso bajo para los prototipos 02 y 03.	87
Tabla 3.21. Comparativa de ganancias en 50 Hz, 150 Hz y 250 Hz para el bloque de filtrado paso bajo.	89
Tabla 3.22. Comparativa de ubicación de las frecuencias de atenuación -3 dB y -6 dB para el bloque de filtrado paso bajo.	89
Tabla 3.23. Caracterización experimental de la ganancia en banda del bloque de filtrado paso alto para los prototipos 02 y 03.	90
Tabla 3.24. Caracterización experimental de los puntos de caída -3 dB y -6 dB en la ganancia del bloque de filtrado paso alto para los prototipos 02 y 03.	91
Tabla 3.25. Comparativa de ganancias en 50 Hz, 150 Hz y 250 Hz para el bloque de filtrado paso alto.	93

Tabla 3.26. Comparativa de ubicación de las frecuencias de atenuación -3 dB y -6 dB para el bloque de filtrado paso alto.	93
Tabla 3.27. Caracterización experimental de la ganancia en banda del bloque de amplificación de tensión para los prototipos 02 y 03.	94
Tabla 3.28. Caracterización experimental de los puntos de caída -3 dB en la ganancia del bloque de amplificación de tensión para los prototipos 02 y 03.	94
Tabla 3.29. Comparativa de ganancias en 50 Hz, 100 Hz y 150 Hz para el bloque de amplificación de tensión.	96
Tabla 3.30. Comparativa de ubicación de las frecuencias de atenuación -3 dB para el bloque de amplificación de tensión.	96
Tabla 3.31. Caracterización experimental de la ganancia en banda del bloque elevador de tensión para los prototipos 02 y 03.	98
Tabla 3.32. Caracterización experimental de los puntos de caída -3 dB en la ganancia del bloque elevador de tensión para los prototipos 02 y 03.	98
Tabla 3.33. Comparativa de ganancias en 50 Hz, 100 Hz y 150 Hz para el bloque elevador de tensión.	100
Tabla 3.34. Comparativa de ubicación de las frecuencias de atenuación -3 dB para el bloque elevador de tensión.	100
Tabla 3.35. Características principales de la impresora Creality ENDER 3; extraído de [16].	101

1 Introducción

El objetivo principal de este trabajo es el diseño, montaje y caracterización de un sistema de detección filtrado, amplificación y análisis de las señales eléctricas EMG de amplitud reducida, producidas por las neuronas motoras de la mano, que tienen como consecuencia la flexión y apertura de esta.

En países como los Estados Unidos, se registran al año unas 50.000 amputaciones, siendo las causas más habituales de dichos procedimientos graves traumatismos, tumores, infecciones, lesiones térmicas, deformidades congénitas y vasculopatías diabéticas o no diabéticas. De los 50.000 casos de amputación, el 20% son de un miembro superior, es decir, al año se producen un total de 10.000 amputaciones de parte del brazo o del antebrazo. De este 20% el 10% constituyen las amputaciones de mano y muñeca [1] [2], por lo que una gran cantidad de personas se enfrenta a la pérdida de por vida de un miembro funcional de gran utilidad. Es esto por lo que el presente trabajo de investigación busca aportar una solución total o parcial a dicha problemática.

En este sentido, en el mercado actual existe una gran variedad de alternativas comerciales, así como un gran número de artículos académicos de investigación sobre el tema. Algunas de estas alternativas se muestran, junto con sus precios de mercado, en la Tabla 1.1. Sin embargo, no todas estas alternativas cumplen las funcionalidades que se buscan en este trabajo. Por ejemplo, las prótesis cosméticas tienen la única funcionalidad de ser estéticas y, aun así, el precio de estas supera con creces al presupuesto utilizado en este trabajo. Por otro lado, las prótesis biónicas se acercan más en cuanto a funcionalidad al resultado buscado en este trabajo, permitiendo estas la flexión a voluntad de la mano o parte de los dedos. Sin embargo, su precio se aleja en gran cantidad del de las prótesis cosméticas, así como del presupuesto destinado a este trabajo. Por otra parte, existen un gran número de artículos de carácter científico donde se consigue identificar con precisión que dedo se flexiona, utilizando para ello tanto *software* como *hardware* especializado [3]. Por tanto, el objetivo final de este trabajo reside en desarrollar un sistema que permita la fabricación de una prótesis de mano funcional y a un precio reducido. Para ello, se hará uso de componentes electrónicos no especializados y de materiales de fabricación económicos, como es el ácido poli láctico (PLA); de forma que el producto resultante sea accesible a todo el mundo, y pudiendo incluso ser modificado según las necesidades particulares de cada individuo. A modo ilustrativo, la Fig. 1.1 contiene una fotografía del sistema diseñado y fabricado durante la realización de este proyecto; donde se pueden apreciar los distintos componentes que forman el prototipo resultante.

Tabla 1.1. Relación de costes de manos protéticas; extraído de [4] [5].

Tipo	Desarrollador	Precio (dólares USD)
Cosmética	Varios	-6000
Biónica	Adam's Hand	[30000, 40000]
Biónica	Bebionic Hand	[30000, 40000]
Biónica	Hero Arm	[10000, 20000]
Biónica	i-Limb Access	[40000, 50000]
Biónica	i-Limb Ultra & Quantum	> 50000
Biónica	Manifesto Hand	[10000, 20000]
Biónica	MeHandA	[30000, 40000]
Biónica	MeHandB	[30000, 40000]
Biónica	Michelangelo Hand	> 50000
Biónica	Nexus Hand	[20000, 30000]
Biónica	TASKA Hand	>50.000
Biónica	Vincent Evolution	[30000, 40000]
Biónica	Zeus Hand	[20000, 30000]
Biónica	Presente trabajo	-100

La descripción de funcionamiento, las especificaciones, la topología elegida y el análisis del sistema se realizará en los siguientes apartados, siguiendo el orden indicado a continuación.

- Primero, estableceremos unas especificaciones generales que el sistema deberá cumplir con la mayor eficacia posible. A continuación, el sistema se dividirá en bloques atendiendo a su funcionalidad y, una vez dividido, se establecerán las especificaciones de cada uno de los bloques.
- El siguiente paso será seleccionar la topología más adecuada para cada uno de dichos bloques, para lo que se realizará un estudio de las características necesarias que se han de cumplir. Tras este paso, se llevará a cabo un estudio analítico de dicha topología, con el fin de obtener las expresiones matemáticas que definen su comportamiento.
- El siguiente paso consistirá en realizar la selección de los componentes de cada bloque y de sus valores adecuados; para lo cual se dispone de un programa de MATLAB. Este programa permitirá calcular la exactitud con la que se cumplen las especificaciones iniciales para determinados bloques, atendiendo a la selección de componentes de entre los incluidos en su base de datos.

- Una vez determinados los componentes de cada bloque, se procederá a la implementación del sistema completo en una placa perforada, y se caracterizará experimentalmente cada bloque por separado; indicando si cumple o no con las especificaciones iniciales impuestas.
- Finalmente, se describirá el diseño y la implementación del sistema en una placa de circuito impreso (PCB) desarrollada expresamente para este trabajo. Posteriormente, se procederá a su caracterización experimental. Tras ello, se indicará si el prototipo cumple con las especificaciones iniciales, además de si supone una mejora de rendimiento respecto al diseño realizado sobre la placa perforada.

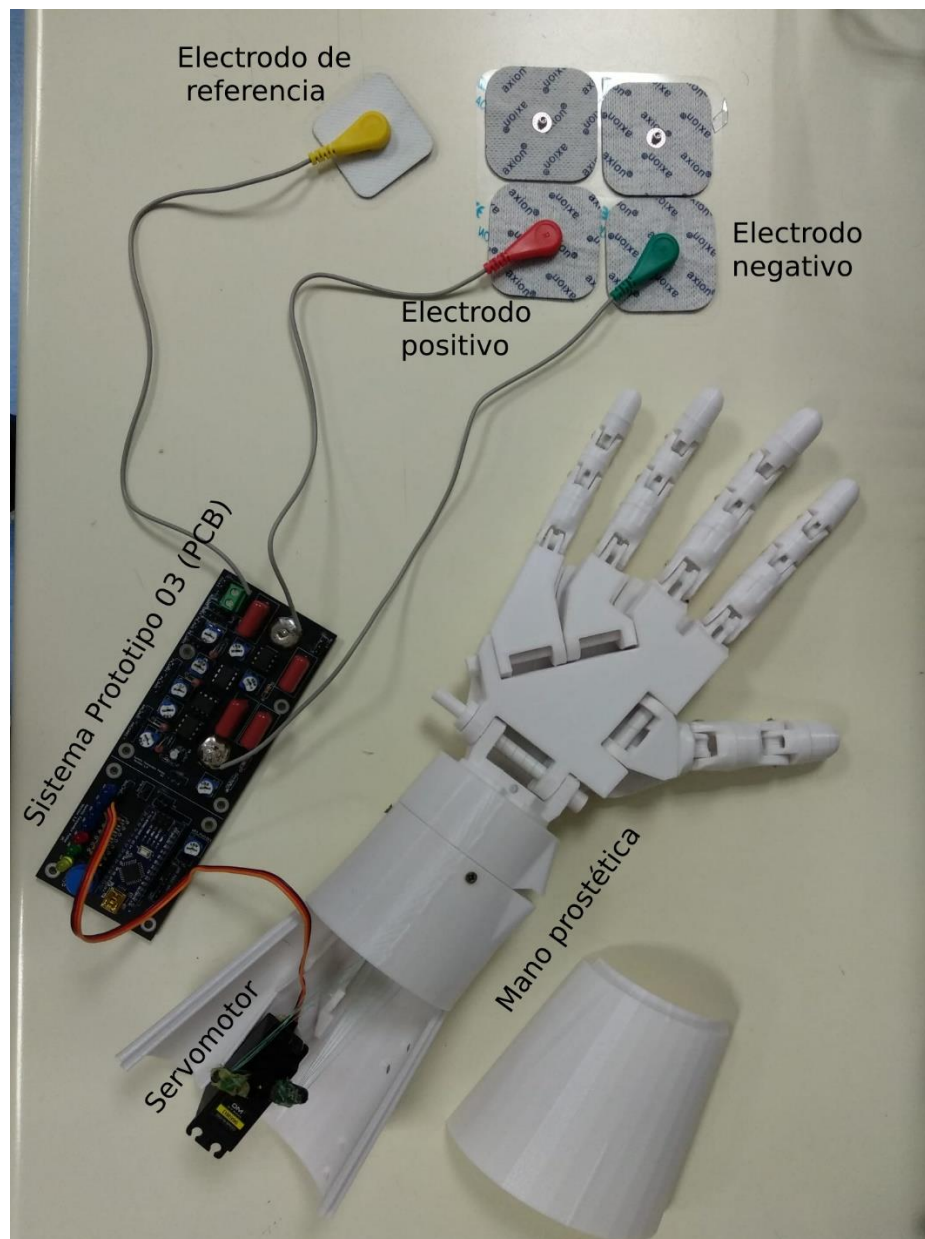


Fig. 1.1. Fotografía del sistema prototipo realizado.

2 Diseño del sistema

La electromiografía es la técnica de registro gráfico de la actividad eléctrica producida por las neuronas motoras al provocar la contracción del musculo. Esta actividad eléctrica es conocida como electromiograma o EMG [6] [7] [8].

El EGM puede ser monitorizado mediante electrodos insertados dentro del musculo (electrodos intramusculares) o a través de electrodos menos invasivos posicionados directamente sobre la piel que recubre al musculo (electrodos superficiales) [6] [7] [8].

Las señales obtenidas por dichos electrodos, en el momento de realizar una electromiografía, son de amplitud reducida y están presentes en una ventana de frecuencia determinada [6] [7] [8]. Por ello, es necesario el uso tanto de amplificadores para aumentar la amplitud de dichas señales como de filtros para eliminar el posible ruido introducido por la alimentación, por la radiación electromagnética presente en el ambiente, por los restantes elementos del circuito que componen el sistema, etc. [6] [7] [8]. Estas señales provenientes de los electrodos, una vez procesadas, se utilizarán para activar los servomotores encargados de dotar de movimiento a una mano protésica impresa en plástico PLA o ácido poli láctico. De esta forma, se pretende conseguir que la detección del cierre de la mano mediante los electrodos produzca el cierre de la mano protésica. Así pues, tal y como se observa en la Fig. 2.1, el sistema electrónico diseñado y fabricado en este trabajo se localiza entre los electrodos de adquisición de la señal de EMG, y la mano prostética que se pretende controlar.



Fig. 2.1. Diagrama de bloques general del sistema a diseñar y fabricar.

Con el objetivo de simplificar el trabajo de diseño del sistema general, este se ha dividido en varios bloques funcionales independientes, los cuales pueden apreciarse en la Fig. 2.2. Por tanto, nuestro sistema contará con bloques de amplificación diferencial, filtrado paso bajo (FPB), filtrado paso alto (FPA), amplificador de tensión y elevador de voltaje; utilizados para realizar el condicionamiento de las señales de los electrodos y hacerlas adecuadas para su uso como señales de entrada de un bloque microprocesador. Este último bloque será el responsable de digitalizar las señales, analizarlas y decidir cuándo proceder a la activación del cierre de la mano protésica. En los subapartados siguientes se procederá a detallar las especificaciones de cada uno de los bloques, así como a describir su funcionalidad básica.

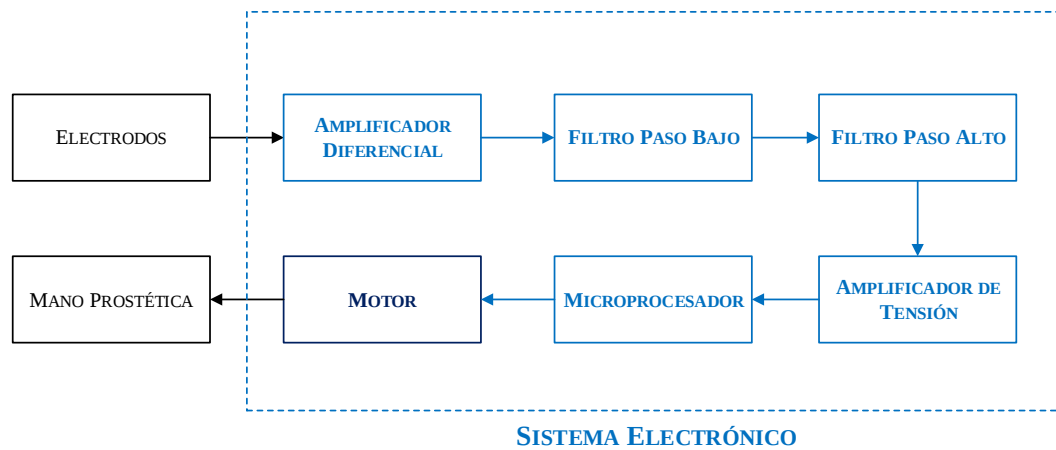


Fig. 2.2. Diagrama de bloques detallado del sistema a diseñar y fabricar.

- **Electrodos.** Los electrodos suponen el bloque inicial de partida del sistema, y son los encargados de medir la señal EMG muscular que, posteriormente, será acondicionada y procesada para activar el movimiento de la mano protética. Para realizar la medida de la señal EMG se utilizarán dos electrodos en configuración diferencial, que obtendrán dos señales eléctricas producidas por la actividad de las neuronas motoras, que denominaremos v_{IN+} y v_{IN-} , y entre las cuales existirá un cierto desfase [6] [7] [8]. Adicionalmente, se hará uso de un tercer electrodo utilizado como referencia para las señales medidas v_{IN+} y v_{IN-} . La amplitud de las señales obtenidas mediante los electrodos, debido a la propia naturaleza de los potenciales eléctricos musculares, serán de amplitud reducida; nunca superando un valor de 10 mV_{p-p} [6] [7] [8]. Dado que este valor máximo de 10 mV_{p-p} se alcanzará únicamente en condiciones ideales de medida y colocación de los electrodos, se utilizará un valor menor, de 5 mV_{p-p} como valor máximo más realista para dichas señales. Por otro lado, las componentes frecuenciales de las señales EMG están comprendidas entre los 0 Hz y 500 Hz, aunque diversos estudios han indicado que la mayor parte de la densidad espectral de potencia de la señal se encuentra entre los 50 Hz y los 150 Hz [6] [7] [8]. En cualquier caso, las propiedades de las señales de salida de los electrodos, mostradas en la Tabla 2.1, supondrán las especificaciones iniciales del sistema a diseñar, y tendrán un peso importante a la hora de definir las especificaciones para cada uno de los bloques siguientes.

Tabla 2.1. Especificaciones de las señales de salida de los electrodos.

v_{p-p} (V)	BW (Hz)
[0, 5] m	[0, 500]

- **Amplificador diferencial.** El amplificador diferencial, como su propio nombre indica, tiene la tarea de amplificar la diferencia entre las señales de entrada

procedentes de los electrodos, denominadas v_{IN+} y v_{IN-} . Con la configuración de electrodos que ha sido seleccionada, estas señales tendrán naturaleza diferencial y presentarán un desfase entre si cercano a los 180 grados [6] [7] [8]. Por esta razón el bloque del amplificador diferencial deberá presentar una ganancia diferencial Δ_d elevada; mientras que su ganancia en modo común Δ_c deberá ser lo más pequeña posible en valor absoluto. De esta forma, será posible atenuar las componentes de ruido presentes en ambas señales de entrada, utilizando la propia naturaleza de la topología diferencial del amplificador [9]. Por otra parte, el ancho de banda de este amplificador deberá, al menos, comprender las frecuencias de interés de las señales EMG; comprendidas entre los 50 Hz y los 150 Hz. A modo de resumen, la Tabla 2.2 incluye las especificaciones impuestas para este bloque de amplificación diferencial, para el que se ha seleccionado una ganancia diferencial Δ_d no demasiado elevada; tal y como se recomienda en diversas publicaciones para limitar la amplificación de la señal de *offset* de continua (DC) presente en la salida del amplificador [6] [7] [8].

Tabla 2.2. Especificaciones del bloque de amplificación diferencial.

$v_{IN_{p-p}}$ (V)	$v_{OUT_{p-p}}$ (V)	Δ_d (V/V)	BW (Hz)
[0, 5] m	[0, 110] m	11	[0, ∞)

- **Filtro paso bajo, FPB.** El filtro paso bajo tiene la finalidad de atenuar todo lo posible aquel ruido eléctrico con componentes frecuenciales superiores a la frecuencia máxima de interés de la señal de entrada recogida del amplificador diferencial (v_{IN}). Este ruido, como se describirá posteriormente, está producido por fuentes de todo tipo y naturaleza, lo que implica su presencia en todo el espectro electromagnético, aunque su potencia es más importante para ciertas frecuencias concretas y fácilmente identificables [6] [7] [8]. Para dotar al FPB con la máxima eficacia posible, este ha de contar con una fuerte atenuación en frecuencias superiores a su frecuencia de corte. Así pues, el ancho de banda impuesto al FPB debe incluir las frecuencias de interés, entre los 50 Hz y los 150 Hz, por lo que deberá presentar una frecuencia de corte superior ligeramente mayor de 150 Hz. Por otro lado, en este filtro, la ganancia no es un factor importante, pues su función principal es la de eliminar ruido fuera de la banda y no la de amplificar la señal de entrada. De esta forma, la ganancia necesaria en el sistema será aportada en la fase final de amplificación, lo que implica que la entrada v_{IN} y la salida v_{OUT} del bloque de FPB serán de amplitud similar, es decir, la ganancia del filtro será de 1 V/V, o lo que es lo mismo de 0 dB. De forma resumida, la Tabla 2.3 muestra las especificaciones de diseño impuestas al bloque de filtrado paso bajo o FPB.

Tabla 2.3. Especificaciones del bloque de filtrado paso bajo.

$v_{IN_{p-p}}$ (V)	$v_{OUT_{p-p}}$ (V)	Δ_V (V/V)	f_{-3dB} (Hz)
[0, 110] m	[0, 110] m	1	150

- **Filtro paso alto, FPA.** El filtro paso alto tendrá la función opuesta a la del filtro paso bajo, es decir, su finalidad será la de eliminar ruido en frecuencias inferiores a la frecuencia mínima de la señal de interés. Así pues, el FPA se encargará de atenuar todas aquellas señales con frecuencias inferiores a 50 Hz; mientras que las señales de frecuencias superiores no sufrirán modificaciones en su amplitud. De la misma forma que el FPB, el FPA no requiere de una ganancia superior a la unidad, es decir, que la amplitud de la señal de salida v_{OUT} será la misma o muy similar a la amplitud de la señal de entrada v_{IN} . En el caso del ancho de banda de este filtro, la condición es que este comprenda todas las frecuencias mayores de 50 Hz, por lo que debe presentar una frecuencia de corte inferior f_{-3db} nunca menor a dicho valor. Basándose en estos datos, la Tabla 2.4 contiene las especificaciones impuestas al diseño del bloque de filtrado paso alto o FPA.

Tabla 2.4. Especificaciones del bloque de filtrado paso alto.

$v_{IN_{p-p}}$ (V)	$v_{OUT_{p-p}}$ (V)	Δ_V (V/V)	f_{-3dB} (Hz)
[0, 110] m	[0, 110] m	1	50

- **Amplificador de tensión.** El amplificador de tensión final será el responsable de aportar la mayor ganancia de todos los bloques; en este caso cercana a $\Delta_V = 45.45$ V/V. Esta ganancia es necesaria para que la señal de salida de este bloque, v_{OUT} , coincida con el rango dinámico de entrada del conversor analógico – digital (*Analog – to – Digital Converter*, ADC) interno del microprocesador; el cual está limitado a valores entre 0 V y 5 V [10] [11]. De esta manera, se maximizará la resolución a la hora de cuantificar las señales analógicas provenientes de los bloques previos. Al contrario que para el caso de los filtros, el amplificador de tensión únicamente proporciona una amplificación de señales. Esto significa que, tanto la señal de entrada de interés v_{IN} , como el ruido presente en ella, serán igualmente amplificados, y formarán parte de la señal a la salida v_{OUT} ; junto con el propio ruido generado en este bloque. Por otro lado, el ancho de banda de este amplificador de tensión, al igual que para el resto de los bloques comentados, debe comprender las frecuencias de interés de la señal EMG; siendo posible que el límite superior del ancho de banda se sitúe a frecuencias mayores de 150 Hz y que el límite inferior se encuentre a frecuencias menores de los 50 Hz. Por lo tanto, la Tabla 2.5 muestra las especificaciones de diseño impuestas al bloque de amplificación de tensión, incluyendo el rango de valores de señal de entrada $v_{IN_{p-p}}$, el rango de valores deseado para la señal de salida $v_{OUT_{p-p}}$, la ganancia necesaria Δ_V , así como los límites más restrictivos para su ancho de banda BW .

Tabla 2.5. Especificaciones del bloque de amplificación de tensión.

$v_{IN_{p-p}}$ (mV)	$v_{OUT_{p-p}}$ (V)	Δ_V (V/V)	BW (Hz)
[0, 110] m	[0, 5]	45.45	[0, ∞)

- **Elevador de tensión.** El elevador de tensión, o *voltaje booster*, tiene como tarea aumentar el valor medio de la señal de entrada, v_{IN} , hasta alcanzar una tensión de offset de $v_{OUT_{offset}} = 2.5$ V. Este incremento de la componente de DC de la señal es necesario debido a que la entrada del ADC de microcontrolador está centrada en 2.5 V y limitada entre 0 V y 5 V [10] [11]. Adicionalmente, la ganancia de este bloque ha de ser igual a la unidad, de forma que la única diferencia entre las señales de entrada y de salida sea el valor de la tensión media y no una variación de su amplitud. Por otro lado, el ancho de banda en este bloque debe ser al igual al de los bloques anteriores, por lo que tiene que comprender, al menos, las frecuencias de interés de la señal EMG. Así, el ancho de banda más restrictivo para este bloque será el limitado por 50 Hz y 150 Hz, aunque puede diseñarse con anchos de banda mayores siempre que comprendan este límite. Los valores citados para las señales de entrada $v_{IN_{p-p}}$, salida $v_{OUT_{p-p}}$ y $v_{OUT_{offset}}$, ganancia en tensión Δ_V y ancho de banda BW del bloque elevador de tensión se indican en la relación de especificaciones de la Tabla 2.6.

Tabla 2.6. Especificaciones del bloque elevador de tensión.

$v_{IN_{p-p}}$ (V)	$v_{OUT_{p-p}}$ (V)	$v_{OUT_{offset}}$ (V)	Δ_V (V/V)	BW (Hz)
[0, 5]	[0, 5]	2.5	1	[0, ∞)

- **Microcontrolador.** El microcontrolador tiene la tarea de digitalizar la señal analógica que recibe como salida del elevador de tensión $v_{IN_{p-p}}$, procesarla mediante el código programado en él y decidir si se debe activar el movimiento del motor, en base a una serie de condiciones impuestas. Así, el microcontrolador recibirá una señal analógica $v_{IN_{p-p}}$ y generará una señal digital $v_{OUT_{digital}}$; teniendo esta última la forma de pulsos de voltajes de 0 V o 5 V. Esta señal digital será la enviada al bloque servomotor, provocando su encendido con un valor alto (5 V) y su pagado para un valor bajo (0 V). Debe puntualizarse que, para poder procesar y analizar la señal analógica, el microprocesador ha de contar con un conversor analógico – digital ADC, que realice el muestreo y la cuantificación de la señal analógica para transformarla en una señal digital equivalente. A modo de resumen, la Tabla 2.7 contiene los límites impuestos por el ADC del microprocesador a la señal de entrada analógica $v_{IN_{p-p}}$, junto con los valores discretos de su salida digital $v_{OUT_{digital}}$.

Tabla 2.7. Especificaciones del bloque microcontrolador.

$v_{IN_{p-p}}$ (V)	$v_{OUT_{digital}}$ (V)
[0, 5]	0, 5

- **Servomotor.** El servomotor es último de los bloques del sistema, siendo el encargado de producir el movimiento de la mano protética. De esta forma, tal y como se muestra en la Tabla 2.8, el servomotor activará el cierre de la mano cuando reciba una señal de valor alto (5 V) desde el microprocesador; mientras que forzará su apertura al recibir una señal de valor bajo (0 V).

Tabla 2.8. Especificaciones del bloque servomotor.

$v_{IN_{Digital}}$ (V)	Salida
0, 5	Parada/movimiento del motor

2.1 Electrodo

Los electrodos juegan un papel crítico en la detección de las señales de EMG, ya que algunas de las características de estas señales, como el ancho de banda y la amplitud, no están determinadas únicamente por el tipo de fuente electrofisiológica, sino que parámetros relacionados con los electrodos, como su tipo, tamaño y la distancia entre estos, pueden influir fuertemente las citadas características de la señal EMG [6] [7] [8].

Por tanto, es de especial interés analizar los diversos tipos de electrodos existentes, tanto en el mercado como en el ámbito de investigación; de forma que sea posible valorar sus principales ventajas e inconvenientes dentro del marco de este trabajo. Así pues, en una primera clasificación, es posible distinguir entre electrodos dependiendo de lo invasivos que son para el cuerpo del sujeto.

2.1.1 Electrodo insertado o intramusculares

Los electrodos intramusculares son los más invasivos, ya que se basan en la introducción de una aguja dentro del cuerpo del sujeto. Debido a la naturaleza invasiva de estos electros, su correcta colocación requiere de una estricta supervisión y certificación médica; lo que imposibilita su uso por parte del paciente [6] [7] [8]. Dentro de este grupo de electrodos intramusculares, es posible distinguir entre dos tipos: electrodos de aguja y electrodos de alambre fino.

- **Electrodos de aguja.** Los electrodos de aguja presentan una topología similar a la de las agujas hipodérmicas, tal y como se muestra en la Fig. 2.3 (a); siendo la punta de electrodo el lugar donde se realiza la detección de la señal del tejido muscular. Como cabría esperar, dada su mayor proximidad al origen de la señal EMG, estos electrodos son los que recogen una mejor calidad de señal EMG; además de contar con dos ventajas adicionales. Por un lado, gracias al reducido tamaño de su área de detección, este tipo de electrodos permite detectar el movimiento de grupos musculares muy pequeños; algo que sería imposible para otros tipos de electrodos. Por otro lado, una segunda ventaja reside en la posibilidad de

reposicionamiento de los electrodos una vez insertados dentro del musculo, mediante ligeros desplazamientos que permitan el acceso a diversas partes del musculo [6] [7] [8].

- **Electrodos de alambre fino.** Al igual en el caso anterior, los electrodos de alambre fino consisten en una aguja fabricada con materiales altamente no oxidantes, como aleaciones de platino, plata, níquel y plomo [6] [7] [8]; como se aprecia en la Fig. 2.3 (b). Este tipo de electrodos permiten una colocación y extracción más sencilla y menos dolorosa que los electrodos de aguja; aunque también requieren de una estricta supervisión y certificación médica [6] [7] [8].



Fig. 2.3. Ejemplos de electrodos insertados o intramusculares; (a) de tipo aguja; (b) de tipo alambre fino; extraídos de [8].

2.1.2 Electrodos superficiales

Los electrodos superficiales, al contrario que los intramusculares, no requieren de su inserción en el cuerpo del sujeto para realizar la medida y detección de las señales musculares. Estos electrodos se colocan sobre la piel, formando un equilibrio químico entre su superficie de detección y la piel a través de la conducción electrolítica; permitiendo que la corriente proveniente del músculo fluya hacia el electrodo [6] [7] [8]. Gracias a su simpleza y falta de peligrosidad para el sujeto, este tipo de electrodos no requiere supervisión y/o certificación médica para su aplicación, por lo que son actualmente cada vez más utilizados [6] [7] [8].

Sin embargo, debido a su localización exclusivamente sobre la piel, este tipo de electrodos esté enfocado principalmente a la detección de señales en músculos superficiales. Además, diversos factores como el sudor, el pelo, la cantidad de grasa corporal y la química ligeramente diferente de cada persona, pueden alterar o distorsionar ligeramente las señales recogidas [6] [7] [8].

Dentro de los electrodos de tipo superficial, es posible realizar una distinción entre gelificados y no gelificados o secos. A continuación, se realizará una breve descripción de cada uno de ellos, analizando sus ventajas e inconvenientes más importantes.

- **Electrodos gelificados.** Este tipo de electrodos se caracterizan por utilizar una sustancia de tipo gel a modo de electrolito entre la piel y el electrodo; la cual, además, facilita la adhesión del electrodo a la piel y evita su desprendimiento; como puede apreciarse en la Fig. 2.4 (a). De entre los electrodos gelificados, debe destacarse que aquellos cuya parte metálica es de cloruro de plata introducen una menor cantidad de ruido que los electrodos con conectores metálicos de otro tipo [6] [7] [8]. Por otro lado, este tipo de electrodos son normalmente desechables, aunque existen algunas excepciones de tipo reutilizable [6] [7] [8].
- **Electrodos secos.** Los electrodos secos no necesitan de una sustancia de tipo gel entre la piel y la superficie de detección. Estos suelen ser más pesados, lo cual, unido a la falta de esa sustancia de tipo gel que haga de adherente, puede provocar la necesidad, en ciertas ocasiones, de una sujeción extra mediante algún sistema adicional, lo que incrementa significativamente sus dimensiones [6] [7] [8]. A modo de ejemplo, la Fig. 2.4 (b) incluye la vista de un electrodo de este tipo, donde puede compararse su tamaño con el equivalente gelificado de la Fig. 2.4 (a).



(a)



(b)

Fig. 2.4. Ejemplos de electrodos superficiales; (a) de tipo gelificado; (b) de no gelificado o seco; extraídos de [8].

2.1.3 Colocación de los electrodos

En este apartado se describirá la forma óptima de colocación de los electrodos respecto al músculo de interés, de forma que se maximice la magnitud de señal EMG recogida. Para ello, deben tenerse en cuenta diversos aspectos fisiológicos. En primer lugar, es necesario comprender mínimamente la arquitectura muscular de las manos. La mano es una de las partes más complejas del ser humano ya que tiene una de las disposiciones más extrañas del cuerpo [6] [7] [8]. La mayoría de los movimientos que realizan las manos los producen músculos que se encuentran en el antebrazo y que, a través de los tendones que atraviesan la muñeca, producen el movimiento en los dedos [6] [7] [8]; tal y como se indica en la Fig. 2.5 (a). Gracias a esta disposición de músculos y tendones es posible ejercer una fuerza y realizar unos movimientos tan diferentes al del resto de articulaciones del cuerpo [6] [7] [8]. Además, como puede apreciarse en la Fig. 2.5 (b), esta configuración de la

musculatura de la mano se replica, habitualmente, en la fabricación de manos protéticas. En este caso, el motor de activación no se sitúa en el lugar donde se produce el movimiento, sino en una posición más alejada y conectado a cada dedo mediante correas de transmisión funcionando a modo de tendones.

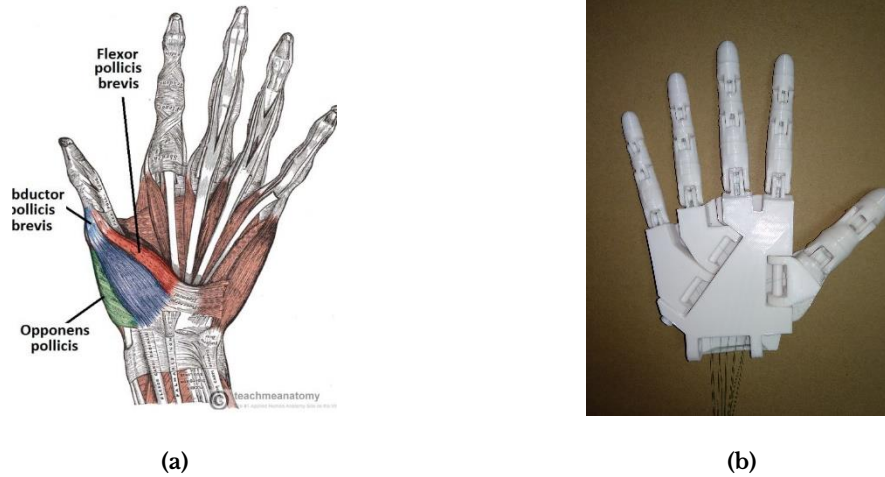


Fig. 2.5. Comparativa de mano y prótesis; (a) estructura muscular de la mano, extraído de [12]; (b) configuración de la mano protética fabricada mediante impresión 3D.

Una vez realizado el estudio básico sobre la anatomía de la mano, es necesario analizar la correcta preparación de la piel para el posicionamiento de los electrodos. Para asegurar la obtención de una señal con suficiente calidad y poco ruido, primero es necesario asegurar que la impedancia de la piel sea la mínima posible [6] [7] [8]. Para ello, deben eliminarse las células muertas de la piel y el pelo, si fuera posible. Se recomienda utilizar un gel abrasivo para eliminar la piel seca y a continuación limpiar la piel con alcohol para que no quede rastro de humedad [6] [7] [8].

Finalmente, la localización de los electrodos es muy importante para adquirir la mejor calidad de señal posible; debiendo orientarse respecto al músculo de la forma adecuada. Así pues, los electrodos deben colocarse entre la unidad motora y la inserción tendinosa del músculo, en la posición más centrada posible; y siguiendo la dirección de las fibras musculares [6] [7] [8]. Además, la distancia entre el centro de los electrodos debe ser la mínima, sin llegar a tocarse entre ellos. Por tanto, los electrodos se colocarán en la zona del vientre del musculo, es decir, la zona donde el musculo es más grueso y que presenta la mayor cantidad de fibras musculares. De esta forma, tras la detección se observará una señal EMG de mayor amplitud, ya que un número elevado de fibras cruzarán ambos electrodos [6] [7] [8]. Por el contrario, debe evitarse colocar los electrodos cerca del tendón o en el borde del musculo, ya que en estas zonas las fibras musculares son más delgadas y pequeñas; lo que reducirá la amplitud de la señal EMG recogida. Además, en estas localizaciones, la colocación correcta de los electrodos es más dificultosa, lo que puede provocar un contacto insuficiente que reduzca aún más la amplitud de la señal EMG recogida, junto con la presencia de interferencias (*crosstalk*) producidas por los movimientos de músculos adyacentes [6] [7] [8].

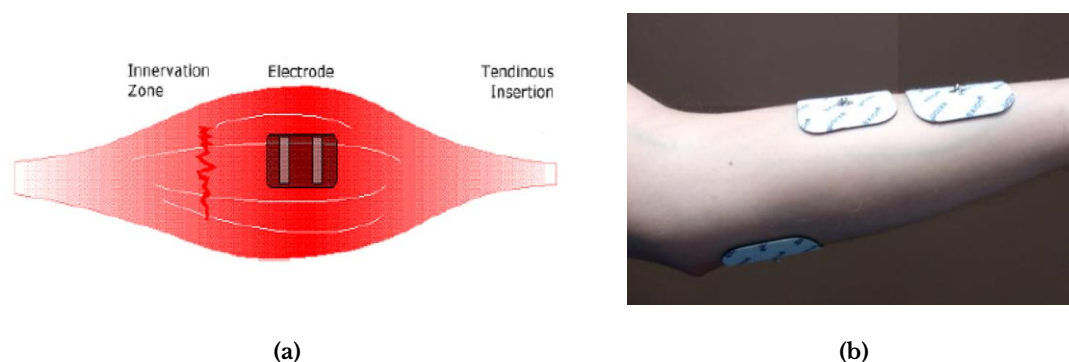


Fig. 2.6. Colocación de electrodos en el músculo; (a) esquema del músculo con ubicación óptima de electrodos entre la unidad motora, o zona de inervación, y la inserción tendinosa, extraído de [8]; (b) ejemplo de colocación de electrodos superficiales gelificados en sujeto.

Finalmente, para realizar correctamente la medida de las señales musculares EMG, es necesario determinar un punto de referencia. Es decir, se requiere de un electrodo adicional que tome medidas en lo que sería el equivalente a la referencia de tierra para la señal. Por tanto, este electrodo debe colocarse lejos de las superficies en las que se va a detectar el EMG, concretamente en una zona de tejido eléctricamente neutro, o zona no afectada por la flexión del musculo a medir [6] [7] [8]. Para ilustrar el correcto posicionamiento de los electrodos, la Fig. 2.6 (a) muestra la estructura simplificada del músculo con la ubicación recomendada de los electrodos; mientras que la Fig. 2.6 (b) incluye un ejemplo real de colocación en un sujeto en el laboratorio.

2.1.4 Ruido en los electrodos

De forma previa al análisis de las fuentes de ruido que afectan a la señal adquirida por los electrodos, es necesario conocer la naturaleza espectral de la señal EMG. Como se ha comentado previamente, y como se puede apreciar en la Fig. 2.7, la señal EMG presenta componentes frecuenciales entre los 0 Hz y los 500 Hz, aunque la mayor parte de su densidad espectral de potencia se encuentra contenida entre los 50 Hz y los 150 Hz [6] [7] [8]. Por otro lado, el estudio temporal de la señal EMG permite identificar los valores máximos de tensión de dicha señal EMG, los cuales no superan los 10 mV_{p-p} [6] [7] [8]. Así pues, cualquier fuente de ruido que se encuentre dentro de la banda de $BW = [50, 150]$ Hz contribuirá a degradar la calidad de la señal adquirida por los electrodos, reduciendo la relación señal a ruido (*Signal – to – Noise Ratio*, SNR) y haciendo más difícil la recuperación de la señal de interés.

Una vez analizada la densidad espectral de la señal EMG, es posible identificar las fuentes de ruido más importantes que afectan a los electrodos; o lo que es lo mismo, detectar la naturaleza de aquellas señales no deseadas que se encuentran dentro de la banda de la señal EMG a detectar.

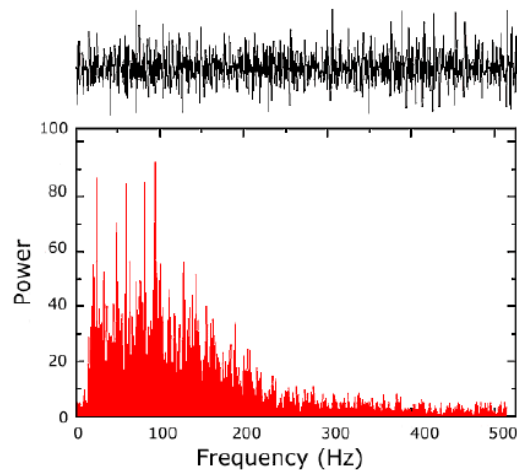


Fig. 2.7. Espectro de la señal EMG detectada del músculo *Tibialis Anterior* durante una contracción constante del 50 % del volumen máximo, extraído de [7].

- **Ruido de equipos electrónicos.** Todos los equipos electrónicos, incluso aquellos destinados a generar señales o a medirlas, generan ruido eléctrico. Este tipo de ruido presenta componentes frecuenciales en el rango de 0 Hz hasta varios miles de hercios [6] [7] [8]. Asumiendo que este ruido no puede ser completamente eliminado, la única forma de reducirlo consiste en utilizar equipos electrónicos de alta calidad, además de hacer uso de técnicas de diseño específicas para la minimización del ruido.
- **Ruido ambiental.** El ruido ambiental proviene de diversas fuentes de radiación electromagnética, tales como fluorescentes, transmisiones de televisión y radio, cables de alimentación conectados a la red eléctrica, etc. De entre todas estas fuentes de ruido, la radiación a 50 Hz proveniente de las fuentes de red, o ruido de línea, supone la más preocupante. Este ruido se ubica dentro de la banda de la señal EMG, y su amplitud puede llegar a ser de uno a tres órdenes de magnitud mayor que la de la señal de EMG [6] [7] [8].
- **Ruido por el movimiento.** El ruido por movimiento, también denominado artefactos por movimiento, se puede dividir en aquel producido por el movimiento de los cables que conectan el electrodo a la placa, y el ruido provocado por el movimiento entre la superficie de detección y la piel. Estas fuentes de ruido son de baja frecuencia, y presentan la mayor energía concentrada en el rango de los 0 Hz a los 20 Hz [6] [7] [8]. En ambos casos, un diseño adecuado del sistema electrónico permitirá reducir la magnitud y frecuencia de aparición de estas fuentes de ruido. Tal y como se estudiará más adelante, el uso de circuitos integrados y el montaje del sistema sobre una placa de circuito impreso (*Printed Circuit Board*, PCB) contribuirá a minimizar el efecto del ruido por movimiento.

- **Estabilidad inherente a la señal EMG.** Diversos estudios han demostrado que la amplitud de la señal EMG es de naturaleza quasi-aleatoria; presentando componentes frecuenciales inestables entre los 0 Hz y los 20 Hz, debidas a breves activaciones involuntarias y quasi-aleatorias de las unidades motoras musculares. Así pues, debido a la naturaleza inestable de estas componentes frecuenciales de la señal de EMG, se recomienda su consideración como ruido y su eliminación de la señal de interés [6] [7] [8].

Finalmente, es deseable conseguir una señal EMG con la máxima cantidad de información posible, donde la influencia de las fuentes de ruido sea mínima; lo que implica el diseño y fabricación de un sistema electrónico que maximice la relación señal a ruido SNR. Además, no hay que olvidar que este sistema debe realizar un procesamiento lineal de la señal, de forma que no se produzcan fenómenos de distorsión que impliquen la pérdida de parte de la información contenida en la señal EMG.

2.1.5 Electrodo seleccionado

Atendiendo a las conclusiones obtenidas del análisis de los distintos tipos de electrodos EMG, se ha optado por el uso de electrodos superficiales de tipo gelificado. Estos electrodos presentan mayor facilidad de uso y mejor capacidad de medida de la señal EMG que los electrodos de tipo seco; aunque deben ser desechados tras un cierto número de usos. Por otro lado, la necesidad de supervisión médica para la colocación de los electrodos intramusculares, junto con su incomodidad para el sujeto, ha motivado su no consideración para este trabajo.



Fig. 2.8. Electrodo seleccionado, desarrollado por el fabricante [Axion](#) [13].

Más concretamente, el modelo de electrodos utilizados corresponde con el mostrado en la Fig. 2.8, comercializado por Axion [13], con unas dimensiones de 5 cm × 5 cm, recubiertos de gel adhesivo, y dotados de un conector de 3.5 mm.

Con la finalidad de comprobar el correcto desempeño de estos electrodos, se procedió a la colocación de dos de ellos en la parte interior del antebrazo, junto con un electrodo de referencia en la zona neutra cercana al codo. Las señales recogidas por los electrodos fueron monitorizadas mediante un osciloscopio, conectando una

sonda a cada electrodo ubicado en la parte interior del antebrazo, y uniendo las referencias de ambas sondas al electrodo en la zona del codo. Como era esperable, la medida de la señal EMG es complicada sin un acondicionamiento de esta, debido a su baja magnitud y a la presencia de ruido de red.

El efecto del ruido de línea se observa claramente en la Fig. 2.9, la cual muestra la señal de tensión adquirida por el osciloscopio cuando la mano del sujeto se mantiene abierta y relajada. En este caso, la práctica totalidad de la señal es debida al ruido ambiente de 50 Hz, con una amplitud aproximada de 6.5 V_{p-p}. Sabiendo que la amplitud máxima de la señal EMG está limitada a los 10 mV_{p-p}, puede apreciarse como el ruido de red puede llegar a enmascarar a la señal de interés. Como se ha tratado previamente, este ruido esté presente en todos los aparatos electrónicos conectados a la red, y no es posible su filtrado sin un circuito de acondicionamiento de la señal de salida de los electrodos. Por otra parte, la captura de la Fig. 2.9 muestra un ruido de alta frecuencia, principalmente debido a la radiación electromagnética originada en aparatos con circuitos digitales, tales como ordenadores y teléfonos móviles. En este caso, es recomendable alejar este tipo de dispositivos lo más posible de los electrodos, con el objetivo de reducir la amplitud de las componentes de ruido de alta frecuencia.

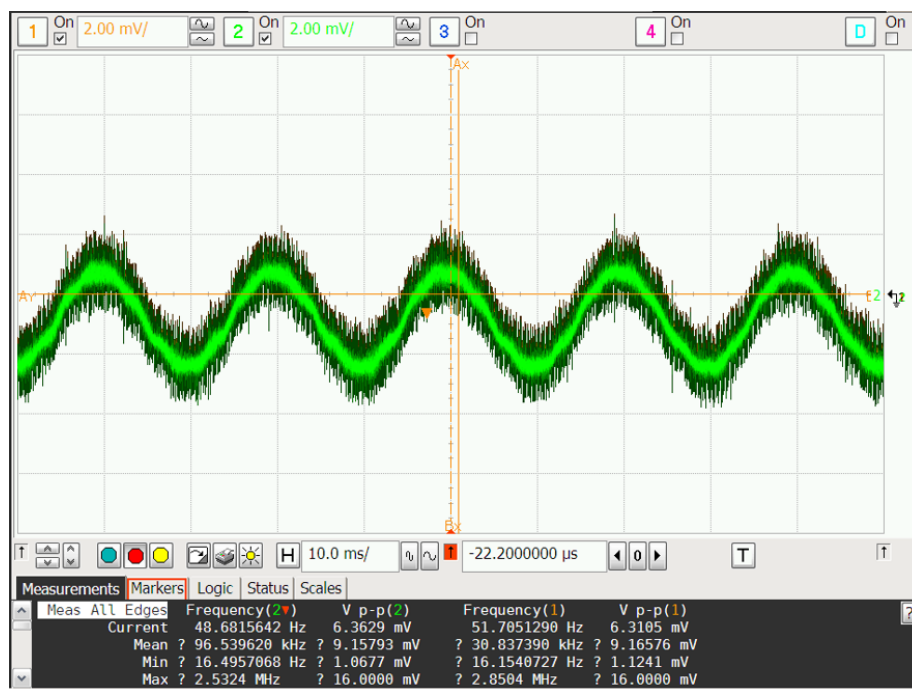
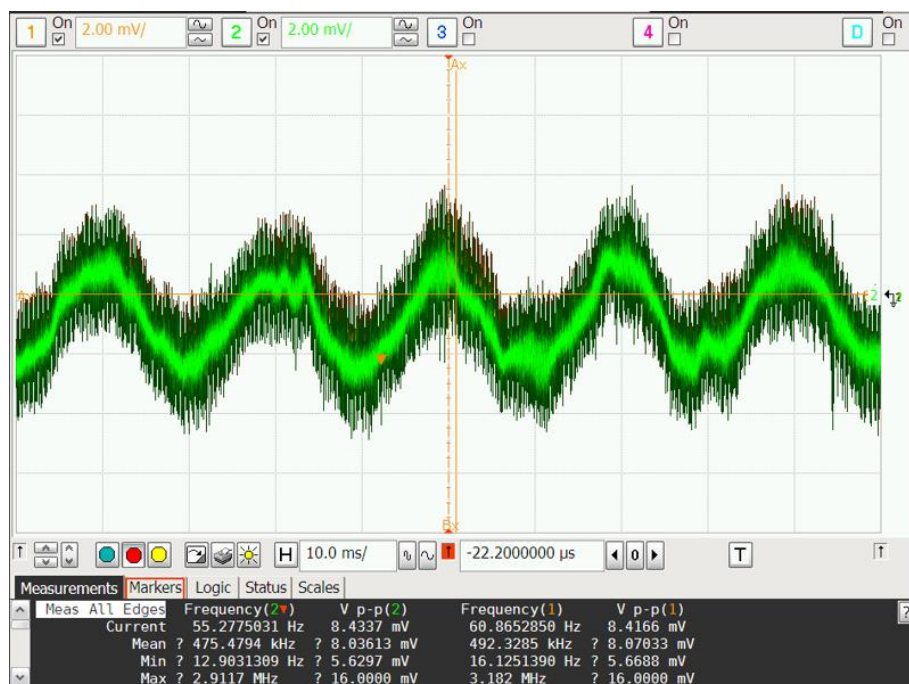
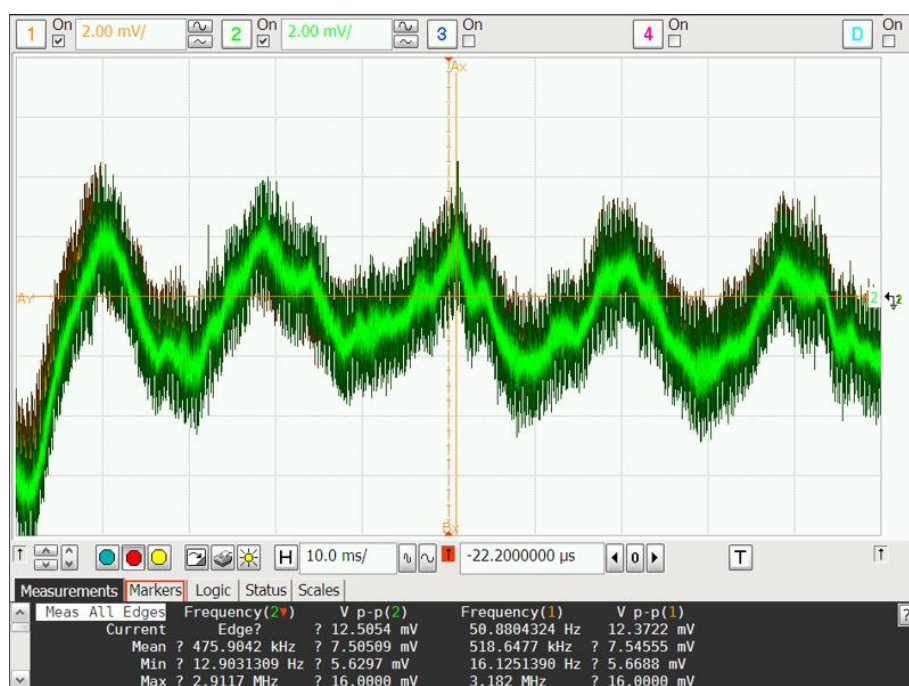


Fig. 2.9. Señal de tensión de salida de los electrodos para la mano no flexionada.

De forma adicional, las medidas mostradas en la Fig. 2.10 se adquirieron bajo idénticas condiciones de colocación de los electrodos; en este caso con el sujeto flexionando la mano con una fuerza continua. Así, es apreciable un cambio en la forma de onda de las señales medidas, afectando a su amplitud y frecuencia. Esto es debido a la presencia de la señal EMG, la cual cuenta con componentes frecuenciales mayores de 50 Hz, aunque con una amplitud muy reducida.



(a)



(b)

Fig. 2.10. Señal de tensión de salida de los electrodos para el músculo flexionado; (a) resultados de la prueba inicial; (b) resultados de la segunda prueba.

Para concluir, la Tabla 2.9 muestra un resumen de estas primeras medidas realizadas con los electrodos; así como su comparación con las condiciones iniciales esperadas para la señal de EMG. En este caso, puede apreciarse como la magnitud de la señal recogida por los electrodos no supera los 13 mV_{p-p}, considerando la presencia aditiva

de la señal de ruido de red con una amplitud promedio cercana a los 6 mV_{p-p}. Estos valores están alejados de los datos de amplitud proporcionados en las referencias bibliográficas consultadas, donde se indica un valor máximo de señal de EMG de 10 mV [6] [7] [8]. Por tanto, tal como se expone en la Tabla 2.9, se ha procedido a diseñar el sistema electrónico considerando que las señales EMG presentan una amplitud máxima de 5 mV, más cercana a los valores recogidos en esta primera serie de experimentos.

Tabla 2.9. Comparativa entre las especificaciones iniciales consideradas para las señales EMG recogidas por los electrodos y sus valores medidos experimentalmente.

	v_{p-p} (V)	BW (Hz)
Especificaciones iniciales	[0, 5] m	[0, 500]
Medidas experimentales	[0, 4] m	[0, 500]

2.2 Amplificador diferencial

Un amplificador diferencial presenta, como principal característica, la capacidad de amplificar la diferencia entre sus dos señales de entrada v_{IN+} y v_{IN-} ; mientras que atenúa fuertemente la parte común a ambas señales. Su funcionamiento básico, dentro del sistema de acondicionamiento de las señales EMG, se aprecia en la Fig. 2.11 [7]. Como se puede observar, las entradas v_{IN+} y v_{IN-} corresponden con las señales proporcionadas por los dos electrodos colocados en la parte interior del antebrazo. Por otro lado, el tercer electrodo se posiciona en una zona eléctricamente neutra, y proporciona la señal de referencia para el circuito.

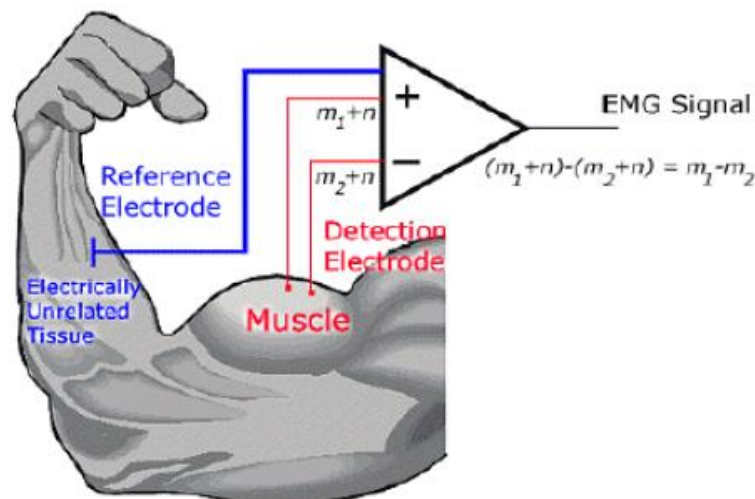


Fig. 2.11. Esquema de uso del amplificador diferencial, donde las señales EMG se denotan como m_1 y m_2 , mientras que el ruido común se indica como n ; extraído de [7].

Debido a la configuración de electrodos seleccionada, las señales v_{IN+} y v_{IN-} serán diferentes y dicha diferencia será amplificada [6] [7] [8]. Así pues, estas señales serán restadas por el amplificador diferencial, y se obtendrá una salida igual a dicha diferencia amplificada $v_{OUT} = \Delta_d(v_{IN+} - v_{IN-})$. Es deseable que esta amplificación, medida a través del factor de ganancia diferencial Δ_d , tenga un valor absoluto elevado; ya que será la responsable de proporcionar la amplificación a las señales EMG de interés. Por otro lado, las señales que sean comunes a ambas entradas, v_{IN+} y v_{IN-} , serán eliminadas tras el proceso de resta del amplificador diferencial. Como resultado, cualquier señal no deseada y generada fuera del lugar de adquisición del EMG, tal como el ruido de línea de 50 Hz, aparecerá como una señal común a ambas entradas y será atenuada a la salida del amplificador. En este sentido, la atenuación de las señales comunes a ambas entradas se cuantifica a través de la ganancia común Δ_c del amplificador. Esta ganancia Δ_c debe presentar un valor absoluto siempre inferior a la unidad y lo más cercano posible a cero; de forma que el amplificador maximice la atenuación de las componentes comunes de las señales de entrada. En general, la capacidad del amplificador para substraer señales comunes y amplificar aquellas que son diferentes, se cuantifica a través de su Razón de Rechazo al Modo Común (*Common Mode Rejection Ratio* , CMRR), definida como $CMRR = |\Delta_d/\Delta_c|$. Típicamente, valores de CMRR por encima de los 90 dB son suficientes para producir una atenuación suficiente de los ruidos eléctricos externos, aunque se puede llegar a disponer de amplificadores con valores de CMRR próximos de los 120 dB [6] [7] [8]. Sin embargo, debe considerarse que los amplificadores con altos CMRR son significativamente más caros y sus condiciones de operación estable son más complicadas de mantener [6] [7] [8].

Por otro lado, la impedancia de entrada Z_{in} del amplificador diferencial supone uno de los aspectos más importantes para evitar la atenuación de la señal EMG recogida por los electrodos. Esto es debido a que la impedancia equivalente de la unión entre los electrodos gelificados y la piel puede variar desde varios miles de ohmios, en condiciones de piel húmeda, hasta varios mega ohmios, en caso de que la piel se encuentre seca [6] [7] [8]. Así pues, con el objetivo de reducir la atenuación de la señal EMG debida a los cambios en la impedancia del par electrodo-piel, es necesario que la impedancia de entrada del amplificador diferencial sea lo más elevada posible.

Considerando las características necesarias para el amplificador diferencial, comentadas previamente, se ha optado por utilizar un amplificador de instrumentación en este primer bloque del sistema de acondicionamiento. Concretamente, el amplificador diferencial integrado AD623BNZ, fabricado por Analog Devices Inc., ha sido seleccionado para la implementación del bloque de amplificación diferencial; y presenta las características incluidas en la Tabla 2.10. De entre dichas características del AD623BNZ, podemos destacar las siguientes:

- **Ganancia diferencial.** La ganancia diferencial Δ_d , también denotada como G en la Tabla 2.10, es sintonizable a través de una resistencia externa R_G ; pudiendo alcanzar un valor máximo de 1000 V/V. En cualquier caso, tal y como se ha

comentado previamente, esta primera etapa amplificadora se diseñará con una ganancia más limitada, siendo las etapas posteriores del sistema las encargadas de proporcionar el resto de la ganancia necesaria [6] [7] [8].

- **Impedancia de entrada.** La impedancia de entrada del AD623BNZ se compone del paralelo de una resistencia de $2\text{ G}\Omega$ junto con una capacidad de 2 pF . Este valor elevado de impedancia hace que este amplificador de instrumentación sea poco sensible a los cambios en la impedancia del par electrodo-piel; por lo que minimiza la atenuación sufrida por la señal EMG recogida.
- **CMRR.** El amplificador AD623BNZ cuenta con un CMRR de 86 dB , cercano a los 90 dB recomendados en la bibliografía consultada [6] [7] [8], mientras que mantiene un precio contenido, por debajo de los 10 euros.
- **Ancho de banda.** En este caso, es necesario considerar que el ancho de banda de operación del amplificador está directamente relacionado con su ganancia diferencial. Así pues, como se indica en la Tabla 2.10, para el caso de la máxima ganancia Δ_d de 1000 V/V , el límite superior de frecuencia de funcionamiento del AD623BNZ se sitúa en los 2 kHz . Considerando que la señal EMG presenta la mayor parte de su potencia contenida entre los 50 Hz y los 150 Hz , sería posible utilizar el dispositivo con su máxima ganancia, pues la señal de EMG estaría ampliamente contenida dentro del límite de 2 kHz . Sin embargo, como ya se ha comentado, la ganancia de esta etapa amplificadora será mucho menor; lo que aumentará aún más el ancho de banda de trabajo del dispositivo.

Los amplificadores de instrumentación, como se muestra en la Fig. 2.12, están compuestos de un conjunto de amplificadores operacionales y resistencias. Su montaje discreto es sencillo, aunque la topología es muy dependiente del pareado entre las resistencias R_1 y R'_1 y entre las resistencias R_2 y R'_2 ; de forma que las desviaciones del tipo $R_1 \neq R'_1$ y $R_2 \neq R'_2$ propician en un aumento de la ganancia común $|\Delta_c|$ y degradan significativamente el CMRR del amplificador [9]. Además, el uso de cables y pistas de conexión de longitud excesiva en el montaje discreto del amplificador puede conllevar un aumento del ruido ambiental y de movimiento presente en la señal de salida.

Por estas razones, se ha optado por utilizar directamente el amplificador de instrumentación integrado AD623BNZ, incluido en la Fig. 2.13. Este dispositivo presenta un buen pareado entre sus resistencias internas, lo que supone unos factores de ganancia común $|\Delta_c|$ inferior y de CMRR superior a los de su equivalente discreto. Además, las reducidas dimensiones del AD623BNZ, con un área de tan solo $10.16\text{ mm} \times 7.11\text{ mm}$ [14], junto con su encapsulado, limitan la influencia de los ruidos ambientales en las líneas de señal, además de reducir el efecto de los ruidos o artefactos generados por el movimiento. Además, dado que el sistema debe ser portable por el sujeto, el uso de dispositivos integrados es recomendable para mantener las dimensiones del sistema dentro de unos límites adecuados.

Tabla 2.10. Especificaciones principales del amplificador de instrumentación AD623, bajo condiciones de alimentación con $V_S = 5\text{ V}$, impedancia de carga de $R_L = 10\text{ k}\Omega$ y temperatura de operación de $T = 25^\circ\text{C}$; extraídas de [14].

Parámetro	Valor mínimo	Valor típico	Valor máximo	Unidades
Tensión de alimentación ($\pm V_S$)	± 2.5	-	± 6	V
Ganancia (G)	1	-	1000	V/V
CMRR (@ 60 kHz)	77	86	-	dB
Corriente de polarización de entrada	-	17	25	nA
Impedancia de entrada diferencial	-	$2 \parallel 2$	-	$\text{G}\Omega \parallel \text{pF}$
Impedancia de entrada común	-	$2 \parallel 2$	-	$\text{G}\Omega \parallel \text{pF}$
Rango del voltaje de entrada	$-V_S - 0.15$		$+V_S + 1.5$	V
Rango del voltaje de salida	$-V_S + 0.2$		$+V_S - 0.5$	V
Ancho de banda				
$G = 1\text{ V/V}$	800	800	800	kHz
$G = 10\text{ V/V}$	100	100	100	
$G = 100\text{ V/V}$	10	10	10	
$G = 1000\text{ V/V}$	2	2	2	

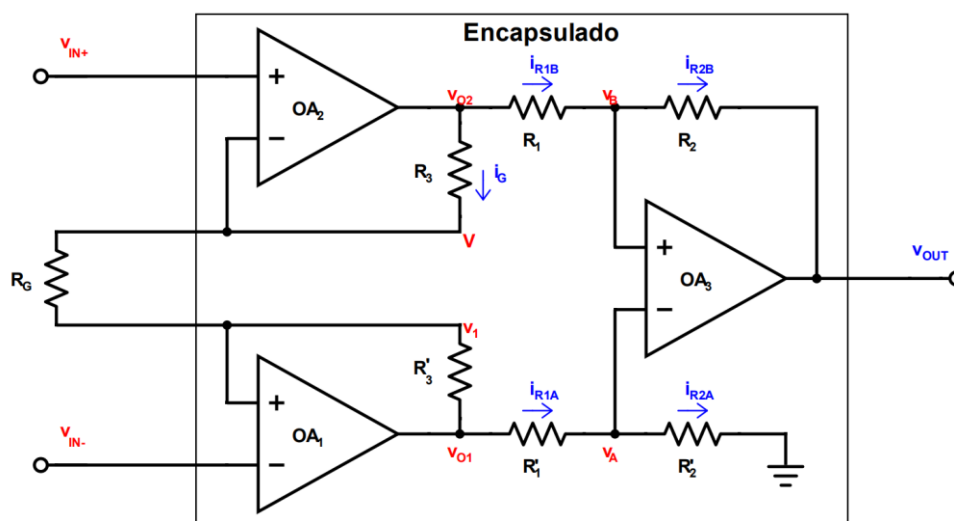


Fig. 2.12. Esquemático general de un amplificador de instrumentación.

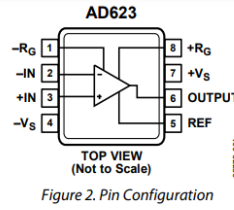


Table 6. Pin Function Descriptions

Pin No.	Mnemonic	Description
1	$-R_G$	Inverting Terminal of External Gain Setting Resistor, R_G .
2	$-IN$	Inverting In-Amp Input.
3	$+IN$	Noninverting In-Amp Input.
4	$-V_S$	Negative Supply Terminal.
5	REF	In-Amp Output Reference Input. The voltage input establishes the common-mode voltage of the output.
6	OUTPUT	In-Amp Output.
7	$+V_S$	Positive Supply Terminal.
8	$+R_G$	Noninverting Terminal of External Gain Setting Resistor, R_G .

Fig. 2.13. Esquema de conexiones de la familia de amplificadores de instrumentación AD623; extraído de [14].

2.2.1 Estudio analítico.

Con el objetivo de comprender mejor el funcionamiento del amplificador de instrumentación, y de obtener la expresión de su ganancia diferencial, se ha realizado el estudio analítico del mismo, suponiendo componentes ideales. Por tanto, este análisis comenzará considerando que los amplificadores operacionales AO_1 , AO_2 y AO_3 , siguen su modelo ideal, de forma que:

$$AO_i \Rightarrow \begin{cases} Z_{in} = \infty \Omega & \Rightarrow i_+ = i_- = 0 \\ \Delta_{ol} = \infty V/V & \Rightarrow v_+ = v_- \\ Z_{out} = 0 \Omega \end{cases} \quad (2.1)$$

Así pues, comenzando por análisis del amplificador operacional AO_3 , y sabiendo que sus entradas inversora y no inversora reciben el nombre de v_A y v_B , respectivamente; es posible obtener la relación de corrientes por esta parte del circuito:

$$\begin{aligned} i_{R'_1} &= \underbrace{i_A}_{=0} + i_{R'_2} = i_{R'_2} \\ &= \frac{v_{O1} - v_A}{R'_1} = \frac{v_A - 0}{R'_2} \end{aligned} \quad (2.2)$$

De esta forma, es posible despejar el valor de las tensiones $v_A = v_B$, de forma que se obtenga la siguiente relación:

$$v_B = v_A = v_{o1} \cdot \frac{R'_2}{R'_1 + R'_2} \quad (2.3)$$

De forma análoga, es posible analizar las corrientes circulando por el lazo de realimentación negativa del amplificador AO_3 , consiguiéndose la relación:

$$\begin{aligned} i_{R_1} &= \underset{=0}{i_{\swarrow}} + i_{R_2} = i_{R_2} \\ &= \frac{v_{o2} - v_B}{R_1} = \frac{v_B - v_{OUT}}{R_2} \end{aligned} \quad (2.4)$$

De nuevo, desarrollando la expresión (2.4), es factible conseguir expresar la tensión de salida en función de las tensiones de entrada del amplificador:

$$v_{OUT} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot v_{o2} + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot v_B \quad (2.5)$$

Finalmente, sustituyendo el valor de v_B por el calculado en la expresión (2.3), se consigue la relación entre la tensión de salida v_{OUT} del circuito y las salidas independientes de los amplificadores AO_1 y AO_2 .

$$v_{OUT} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot v_{o2} + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \underbrace{v_{o1} \cdot \frac{R'_2}{R'_1 + R'_2}}_{v_B} \quad (2.6)$$

En este momento, es necesario considerar que las resistencias R_1, R'_1 y R_2, R'_2 están perfectamente pareadas, de forma que $R_1 = R'_1$ y $R_2 = R'_2$. De esta forma se consigue anular la ganancia en modo común del amplificador, de forma que:

$$v_{OUT} = (v_{o1} - v_{o2}) \cdot \frac{R_2}{R_1} \quad (2.7)$$

Por otro lado, la inspección inicial de los amplificadores AO_1 y AO_2 nos permite presentar la siguiente relación de tensiones:

$$\begin{aligned} v_{1+} &= v_{1-} = v_1 \\ v_{2+} &= v_{2-} = v_2 \end{aligned} \quad (2.8)$$

Sabiendo que la corriente que circula por la resistencia R_3 es la misma que circula por las resistencias R_3 y R'_3 , se puede asumir que:

$$i_g = \frac{v_{o2} - v_2}{R_3} = \frac{v_2 - v_1}{R_g} = \frac{v_1 - v_{o1}}{R'_3} \quad (2.9)$$

Así, partiendo de las expresiones anteriores se consigue relacionar las tensiones de salida de los amplificadores AO_1 y AO_2 con las tensiones de entrada.

$$\begin{aligned} v_{O1} &= -(v_2 - v_1) \cdot \frac{R'_3}{R_g} + v_1 \\ v_{O2} &= +(v_2 - v_1) \cdot \frac{R_3}{R_g} + v_2 \end{aligned} \quad (2.10)$$

Siendo conocido que se desea obtener la expresión $(v_{O1} - v_{O2})$ de en función de la entrada diferencial del amplificador $(v_1 - v_2)$, mediante la resta de las expresiones en (2.10) se alcanza la relación buscada.

$$v_{O1} - v_{O2} = -(v_2 - v_1) \cdot \left(1 + \frac{R_3 + R'_3}{R_g}\right) \quad (2.11)$$

Finalmente, sustituyendo el resultado obtenido de (2.11) en la expresión (2.7), se consigue la expresión resultante de la tensión de salida v_{OUT} en función de las tensiones de entrada v_1 y v_2 , para el amplificador de instrumentación ideal.

$$\begin{aligned} v_{OUT} &= (v_{O1} - v_{O2}) \cdot \frac{R_2}{R_1} = \underbrace{-(v_2 - v_1) \cdot \left(1 + \frac{R_3 + R'_3}{R_g}\right)}_{v_{O1} - v_{O2}} \cdot \frac{R_2}{R_1} \\ &= \frac{R_2}{R_1} \cdot \left(1 + \frac{R_3 + R'_3}{R_g}\right) \cdot (v_1 - v_2) \end{aligned} \quad (2.12)$$

Para terminar, considerando que las resistencias internas del amplificador AD623BNZ son idénticas, y de valor $R_1 = R_2 = R_3 = R = 50 \text{ k}\Omega$, es posible simplificar la expresión de la tensión de salida, de forma que:

$$v_{OUT} = \left(1 + \frac{2R}{R_g}\right) \cdot (v_1 - v_2) \quad (2.13)$$

En conclusión, es apreciable como el amplificador de instrumentación ideal presenta una ganancia diferencial Δ_d controlable a través de la resistencia R_g , mientras que su ganancia común Δ_c es nula; lo que ayuda a la eliminación de las señales de ruido comunes a ambas entradas.

$$\begin{aligned} \Delta_d &= \left. \frac{v_{OUT}}{v_{id}} \right|_{v_{ic}=0} = \left. \frac{v_{OUT}}{v_1 - v_2} \right|_{v_{ic}=0} = \left(1 + \frac{2R}{R_g}\right) \\ \Delta_c &= \left. \frac{v_{OUT}}{v_{ic}} \right|_{v_{id}=0} = \left. \frac{v_{OUT}}{\frac{v_1 + v_2}{2}} \right|_{v_{id}=0} = 0 \end{aligned} \quad (2.14)$$

Considerando las especificaciones iniciales de la Tabla 2.11, debe diseñarse el amplificador para presentar una ganancia diferencial de valor $\Delta_d = 11 \text{ V/V}$. En este caso, sabiendo que las resistencias internas del AD623BNZ tienen un valor de $R_1 = R_2 = R_3 = R = 50 \text{ k}\Omega$, es necesario encontrar el valor de resistencia R_g que permita obtener la ganancia diferencial deseada.

$$\begin{aligned}\Delta_d &= \left(1 + \frac{2R}{R_g}\right) = 11 = \left(1 + \frac{100 \text{ k}\Omega}{R_g}\right) \\ R_g &= \frac{2R}{\Delta_d - 1} = \frac{2 \cdot 50 \text{ k}\Omega}{11 - 1} = 10 \text{ k}\Omega\end{aligned}\quad (2.15)$$

Para concluir, y con el propósito de poder aumentar la ganancia si fuera necesario, se ha sustituido la resistencia de $R_g = 10 \text{ k}\Omega$ por un potenciómetro de valor máximo $10 \text{ k}\Omega$. Por tanto, sabiendo que el valor máximo de este potenciómetro es de $R_{g_{max}} = 10 \text{ k}\Omega$, y que su valor mínimo se ha fijado en $R_{g_{min}} = 50 \Omega$, se obtendrá el siguiente rango de ganancias diferenciales para el amplificador de instrumentación:

$$\begin{aligned}\Delta_d|_{min} &= \left(1 + \frac{2R}{R_{g_{max}}}\right) = 11 \text{ V/V} \\ \Delta_d|_{max} &= \left(1 + \frac{2R}{R_{g_{min}}}\right) = 2001 \text{ V/V}\end{aligned}\quad (2.16)$$

A modo de resumen, la Tabla 2.11 incluye los valores de rendimiento del amplificador de instrumentación basados en su estudio analítico, y su comparación con las especificaciones iniciales planteadas para este primer bloque de amplificación diferencial.

Tabla 2.11. Parámetros de rendimiento del bloque de amplificación diferencial, incluyendo sus especificaciones iniciales y los resultados del diseño analítico.

	$v_{IN_{p-p}} \text{ (V)}$	$v_{OUT_{p-p}} \text{ (V)}$	$\Delta_d \text{ (V/V)}$	$BW \text{ (Hz)}$
Especificaciones	[0, 5] m	[0, 110] m	11	[0, ∞)
Analítico	[0, 5] m	[0, 110] m	11	[0, ~100 k]

2.2.2 Simulación en PSPICE

Se ha utilizado el simulador de circuitos electrónicos PSPICE para comprobar el funcionamiento de todos los bloques, previamente diseñados mediante sus modelos analíticos simples. Este simulador cuenta con modelos avanzados de los dispositivos, y, muchos de ellos, son proporcionados por los mismos fabricantes, lo que garantiza su precisión respecto al comportamiento del dispositivo físico.

Para la simulación del bloque amplificador diferencial, se hace uso de la lista de componentes indicados en la Tabla 2.12. Con estos componentes, disponibles en las

librerías del simulador PSPICE, se implementa el montaje del sistema mostrado en la Fig. 2.14, para el que se realizarán dos tipos de análisis dependiendo del tipo de señales consideradas: de señal transitoria y de señal alterna.

Tabla 2.12. Relación de componentes utilizados en la simulación PSPICE del bloque de amplificación diferencial.

Componente	Nombre	Tipo	Parámetros	Librería PSPICE
Tierra	-	GND	-	CAPSYM
Fuente de DC	V2, V3	VDC	± 5 V	CAPSYM
Fuente de AC	V1, V4	VSIN	VOFF = 0 V VAMPL = ± 2.5 mV FREQ = 100 Hz AC = 0.5 V	SOURCE
Resistencia	RG	R	10 k Ω	ANALOG
Amplificador de instrumentación	AD632/AD	AD632	-	ANLG_DEV

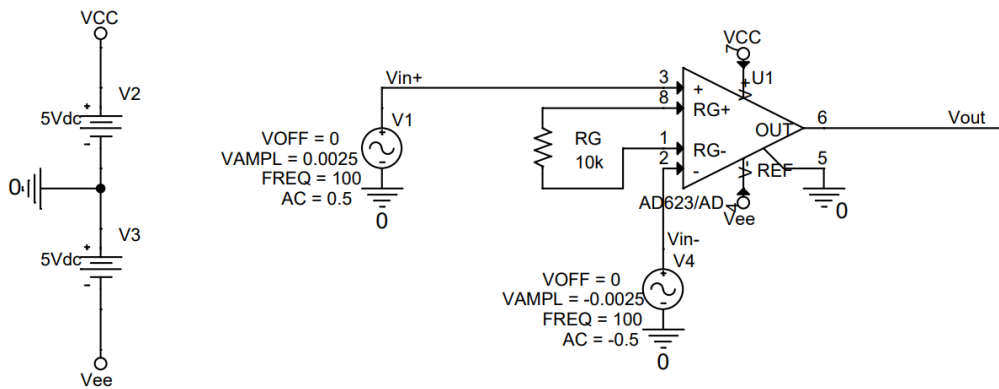


Fig. 2.14. Esquemático de la simulación PSPICE del bloque de amplificación diferencial.

Como se puede observar en la Tabla 2.12 y la Fig. 2.14, el circuito se alimenta de forma *rail-to-rail*, con unas tensiones de alimentación de $V_{CC} = 5$ V y $V_{EE} = -5$ V, mientras que se hace uso de una resistencia de 10 k Ω para emular el comportamiento del potenciómetro R_g . El amplificador de instrumentación utilizado ha sido el AD623/AD, disponible en la librería ANALOG_DEV de PSPICE. Una vez configurados los elementos básicos del bloque, se definen las distintas simulaciones realizadas:

- **Simulación transitoria.** En esta primera simulación se han introducido dos señales (v_{IN+} , v_{IN-}) sinusoidales de amplitud 2.5 mV, frecuencia 100 kHz y desfasadas 180° entre sí, para simular el comportamiento de las señales EMG

obtenidas por los electrodos. La forma de onda de ambas señales puede observarse en la Fig. 2.15, junto con la señal de tensión de salida v_{OUT} resultante de la simulación. Esta señal de salida muestra una amplitud pico-pico aproximada de 110 mV, con un pequeño offset cercano a los 2.5 mV. Comprobando la relación de amplitudes entre estas señales, es posible calcular la magnitud de la ganancia diferencial, la cual alcanza un valor cercano a $|\Delta_d| = 10.99$ V/V. Como es apreciable, la señal de salida se mantiene dentro de los límites de rango de salida, o *swing* de salida, del amplificador, por lo que no sufre de ningún tipo de distorsión.

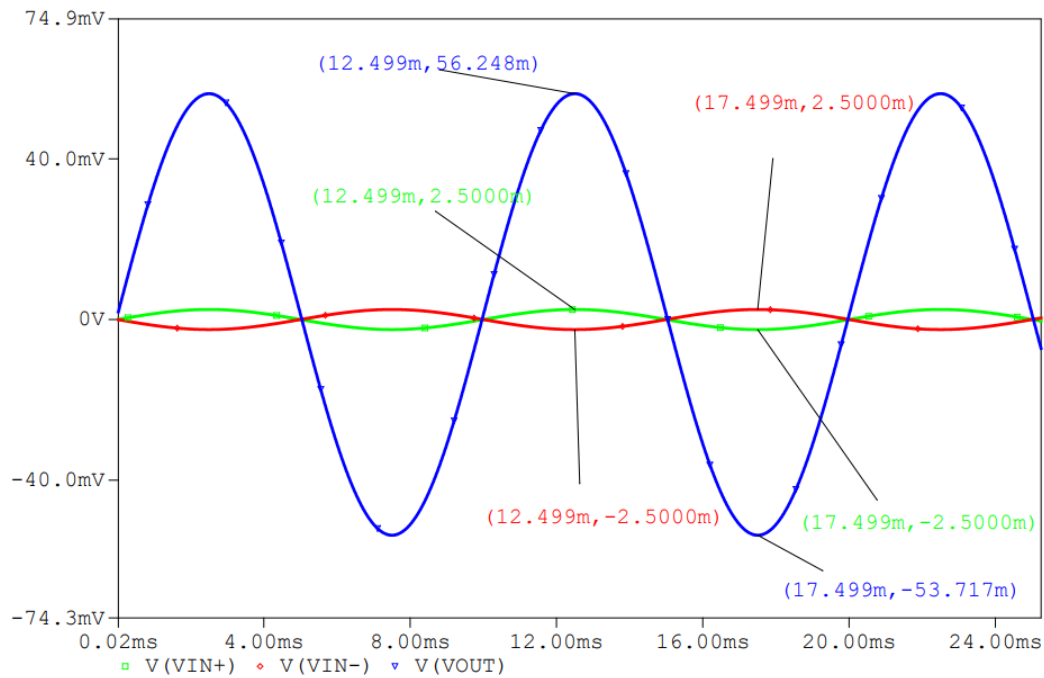


Fig. 2.15. Resultados de la simulación transitoria en PSPICE del bloque de amplificación diferencial.

- **Simulación de alterna (*Alternating Current*, AC).** Con el propósito de localizar los límites frecuenciales de operación del bloque, se ha llevado a cabo un análisis de tipo alterna o AC. Para este análisis, las señales de entrada presentan una amplitud de 0.5 V y un desfase de 180° , y la respuesta del sistema se ha obtenido para frecuencias desde 1 Hz hasta 1 MHz. La Fig. 2.16 incluye el resultado de esta simulación para la magnitud de la ganancia diferencial $|\Delta_d|$, representada gráficamente en decibelios. Concretamente, puede apreciarse como la ganancia en banda del amplificador alcanza los 20.825 dB, lo que implica una ganancia diferencial lineal de aproximadamente 10.99 V/V; lo que coincide con las especificaciones impuestas para este bloque. Además, la gráfica muestra la ubicación del punto de atenuación de ganancia en 3dB, lo que implica el límite máximo de operación lineal del amplificador. En este caso, dicho valor se acerca a los 92.5 kHz. Este dato confirma que las señales EMG serán amplificadas correctamente, ya que sus componentes frecuenciales, contenidas entre 50 Hz y 150 Hz, se encuentran, ampliamente, dentro del ancho de banda del amplificador.

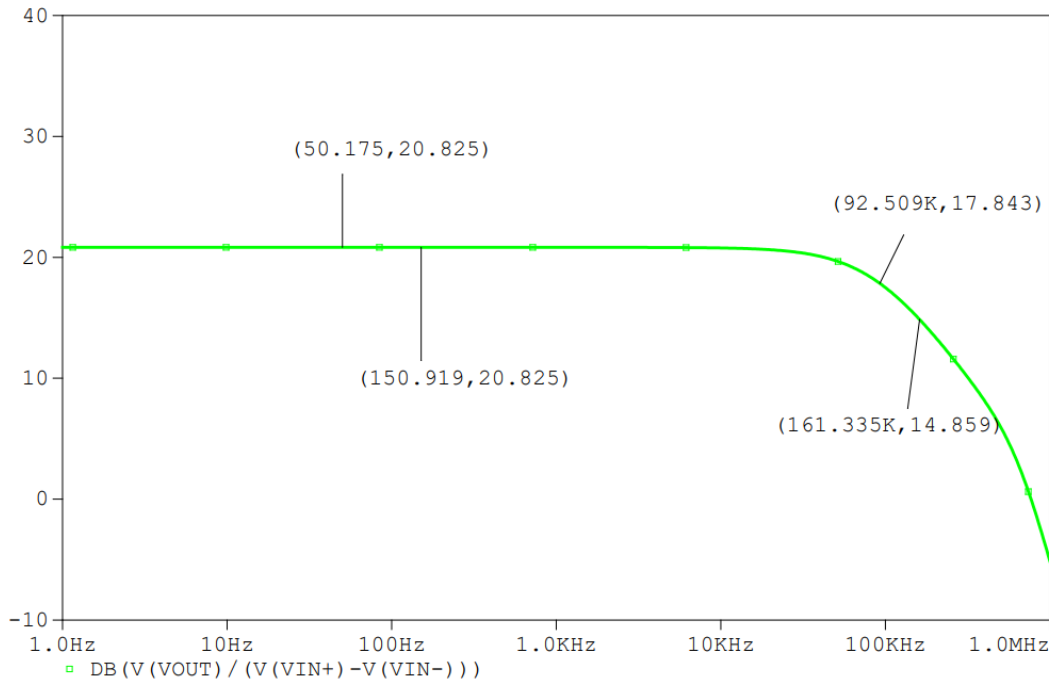


Fig. 2.16. Resultados de la simulación de AC en PSPICE del bloque de amplificación diferencial.

Para concluir el estudio analítico y la simulación del bloque de amplificación diferencial, la Tabla 2.13 resume las especificaciones iniciales impuestas a este bloque, junto con los resultados obtenidos de su caracterización analítica y de las simulaciones realizadas en PSPICE. Como se observa en la tabla, los resultados extraídos de las simulaciones mediante el *software* PSPICE están en concordancia con las especificaciones impuestas al bloque, además de con lo anticipado por el estudio analítico del mismo. Así, la ganancia diferencial presenta valores siempre cercanos a los 11 V/V, dada la correcta elección de la resistencia de sintonización R_g . Además, el ancho de banda del amplificador de instrumentación, para una ganancia de 11 V/V, ha alcanzado los 92.5 kHz. Este valor es similar al proporcionado por el fabricante del AD623BNZ; el cual indica un ancho de banda de 100 kHz para una ganancia de 10 V/V [14]. En cualquier caso, el ancho de banda obtenido ha demostrado ser mucho más que suficiente para garantizar la correcta amplificación de las señales EMG.

Tabla 2.13. Parámetros de rendimiento del bloque de amplificación diferencial, incluyendo sus especificaciones iniciales, resultados del diseño analítico y resultados de simulación en PSPICE.

	$v_{IN_{p-p}}$ (V)	$v_{OUT_{p-p}}$ (V)	Δ_d (V/V)	BW (Hz)
Especificaciones	[0, 5] m	[0, 110] m	11	[0, ∞)
Analítico	[0, 5] m	[0, 110] m	11	[0, ~100 k]
PSPICE	[0, 5] m	[0, 109.6] m	10.99	[0, 92.5 k]

2.3 Filtro paso bajo

Los filtros de tipo paso bajo, o FPB, se utilizan para eliminar componentes no deseadas de alta frecuencia de una señal eléctrica. La frecuencia a partir de la cual se desea eliminar las componentes de la señal se denomina f_c o frecuencia de corte superior (*cut – off frequency*). El rango de frecuencias que no se atenúa, y cuya ganancia es constante, y de valor ideal 1 V/V, se denomina banda de paso del filtro (*passband*). Tradicionalmente, se considera como frecuencia de corte del filtro f_c a aquella frecuencia para la que la ganancia de filtro se ve reducida en 3 dB. Por otro lado, el rango de frecuencias para el que la ganancia del filtro es 0 V/V se denomina banda de rechazo (*stop band*) [8]. A modo de ejemplo, la Fig. 2.17 (b) muestra la respuesta típica de un filtro paso bajo, donde puede apreciarse la localización de la frecuencia de corte superior y la ganancia constante en la banda de paso.

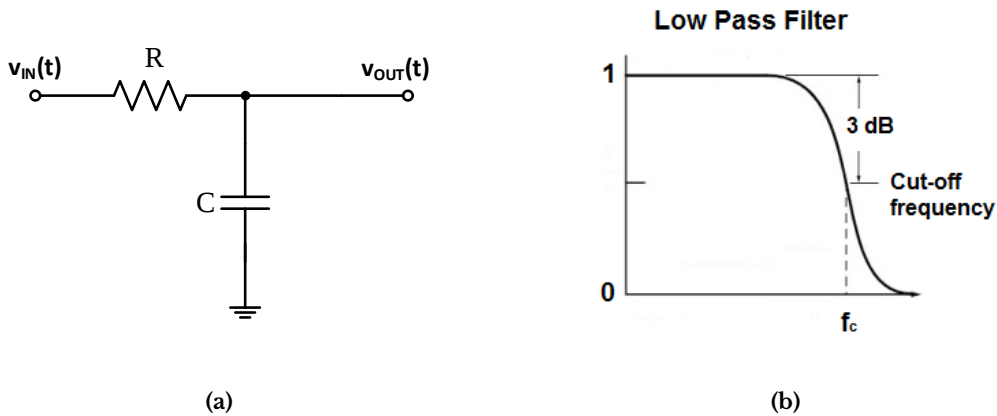


Fig. 2.17. Filtro paso bajo de primer orden; (a) esquemático; (b) respuesta en frecuencia [8].

La configuración más sencilla de un FPB de primer orden consiste en una red RC como la mostrada en la Fig. 2.17 (a). En este caso, el estudio analítico del circuito revela una ganancia unitaria en la banda de paso, así como una frecuencia de corte superior inversamente proporcional al producto RC, de forma que $f_c = 1/2\pi RC$. Además, al tratarse de un filtro de primer orden, la atenuación fuera de la banda de paso es de -20 dB/década. Este comportamiento se puede obtener a partir del estudio de la función de transferencia del filtro, incluida en (2.17); y expresada en función de su frecuencia angular de corte, $\omega_c = 2\pi f_c$.

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega RC} = \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_c}} \quad (2.17)$$

En caso de necesitar un filtro paso bajo con una mayor atenuación en la banda de rechazo, es recomendable utilizar un filtro de segundo orden de tipo Sallen-Key. Este tipo de filtros reciben su nombre por sus creadores R. P. Sallen y E. L. Key, dos ingenieros del laboratorio Lincoln del MIT (*Massachusetts Institute of Technology*). Su comportamiento es similar al de un FPB de primer orden, eliminando las componentes frecuenciales de frecuencia mayor a la frecuencia de corte f_c , pero, en

este caso, aportando una atenuación de -40 dB/década. Además, estas topologías de filtros se denominan de tipo activo, ya que hacen uso en su arquitectura de componentes activos, tales como amplificadores operacionales; lo cuales ayudan a aislar el filtro del resto del circuito [6] [7] [8].

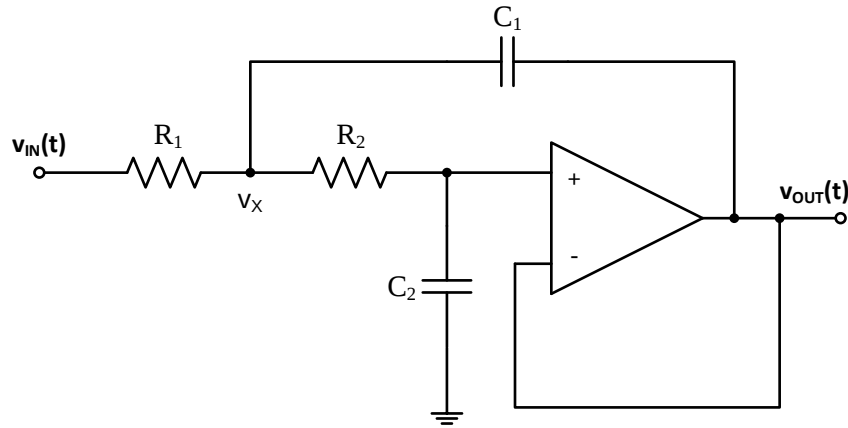


Fig. 2.18. Esquema de filtro Sallen-Key paso bajo, con ganancia unidad.

La topología habitual para un filtro Sallen-Key de tipo FPB se muestra en la Fig. 2.18. Una inspección del circuito permite apreciar su funcionamiento como filtro paso bajo, de forma que:

- **Altas frecuencias.** En este caso, los condensadores presentarán una impedancia equivalente de valor $Z_C = 1/(j\omega C) = 0 \Omega$, lo que conlleva que el terminal de entrada positivo del amplificador operacional esté conectado a tierra. Considerando el amplificador operacional como ideal, el terminal de entrada negativo tendrá la misma tensión que el terminal positivo; de forma que $v_- = v_+ = 0 \text{ V}$. Por tanto, la tensión de salida v_{OUT} tomará un valor nulo, debido a la su conexión con el terminal de entrada negativo del amplificador operacional. Así pues, para frecuencias altas el filtro presentará una tensión de salida nula, $v_{OUT} = 0 \text{ V}$, lo que implica la atenuación completa de la señal de entrada para dichas frecuencias.
- **Bajas frecuencias.** A bajas frecuencias los condensadores actuarán como un circuito abierto, ya que su impedancia equivalente será $Z_C = 1/(j\omega C) = \infty \Omega$. De esta forma, las resistencias del circuito no presentarán caída de tensión, ya que la corriente que circula por ellas será nula. Esto provoca que la tensión del terminal de entrada positivo de amplificador operacional sea igual a la tensión de entrada, de la forma $v_+ = v_{IN}$. De nuevo, considerando el amplificador operacional como ideal, la tensión de ambos terminales de entrada será idéntica, lo que implica una tensión de salida igual a la tensión de entrada, $v_+ = v_- = v_{OUT} = v_{IN}$. Por lo tanto, para el caso de frecuencias bajas, el filtro presentará una salida igual a la entrada, $v_{OUT} = v_{IN}$ presentando una ganancia unitaria en la banda de paso.

Para dotar de mayor flexibilidad al diseño del FPB, se ha optado por añadir un divisor de tensión en el lazo de realimentación negativa, como se aprecia en la Fig. 2.19; el cual dota al filtro de una ganancia distinta de la unidad. Como se verá más adelante, esta ganancia será controlable mediante la relación entre las resistencias R_A y R_B . Así pues, con el objetivo de completar el estudio analítico de este tipo de filtros, se han obtenido sus ecuaciones de funcionamiento, de las que se extrae la expresión de la función de transferencia.

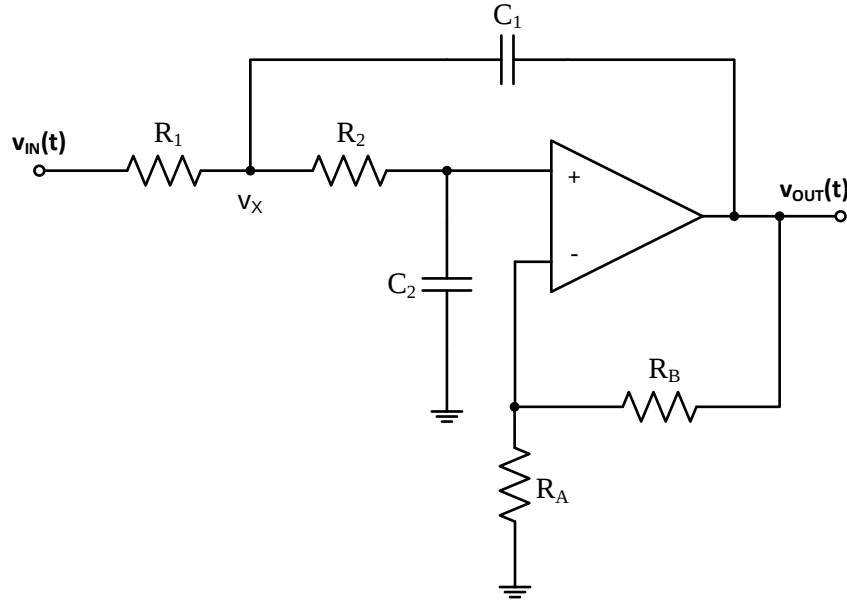


Fig. 2.19. Esquema de filtro Sallen-Key paso bajo, con ganancia variable.

2.3.1 Estudio analítico

En primer lugar, se ha considerado que el amplificador operacional queda modelado mediante su equivalente ideal, definido como:

$$AO \Rightarrow \begin{cases} Z_{in} = \infty \Omega & \Rightarrow i_+ = i_- = 0 \\ \Delta_{ol} = \infty V/V & \Rightarrow v_+ = v_- \\ Z_{out} = 0 \Omega \end{cases} \quad (2.18)$$

Realizando un análisis de las intensidades que circulan por los dispositivos pasivos del circuito, es posible extraer el siguiente conjunto de ecuaciones:

$$(1) \quad i_{R_1} = i_{R_2} + i_{C_1} = \frac{v_{IN} - v_X}{R_1} = \frac{v_X - v_+}{R_2} + \frac{v_X - v_{OUT}}{\frac{1}{sC_1}} \quad (2.19)$$

$$(2) \quad i_{R_2} = i_{C_2} = \frac{v_X - v_+}{R_2} = \frac{v_+}{\frac{1}{sC_2}}$$

$$(3) \quad i_{R_A} = i_{R_B} = \frac{v_-}{R_A} = \frac{v_{OUT} - v_-}{R_B}$$

Partiendo del conjunto de expresiones mostrado en (2.19), se consigue plantear las dependencias entre las tensiones del circuito.

$$(1) \quad v_{OUT} = v_- \underbrace{\left(1 + \frac{R_B}{R_A}\right)}_{\Delta_0} = v_- \Delta_0$$

$$(2) \quad v_+ = v_- = \frac{v_X}{1 + sC_2R_1} \quad (2.20)$$

$$(3) \quad \frac{v_{IN} - v_X}{R_1} = \frac{v_X - v_+}{R_2} + (v_X - v_{OUT})sC_1$$

Finalmente, desarrollando la tercera expresión mostrada en (2.20), es posible obtener la función de transferencia del filtro; de la forma:

$$H(s) = \frac{v_{OUT}(s)}{v_{IN}(s)} = \frac{\Delta_0}{s^2(C_1C_2R_1R_2) + s[C_2(R_1 + R_2) + C_1R_1(1 - \Delta_0)] + 1} \quad (2.21)$$

Para facilitar el análisis de la función de transferencia $H(s)$, se muestra la expresión respecto a la frecuencia angular; y se compara con la función general para un filtro paso bajo de segundo orden:

$$H(jw) = \frac{v_{OUT}(jw)}{v_{IN}(jw)} = \frac{\Delta_0}{1 - w^2(C_1C_2R_1R_2) + jw[C_2(R_1 + R_2) + C_1R_1(1 - \Delta_0)]}$$

$$= \frac{\Delta_0}{1 - \left(\frac{w}{w_0}\right)^2 + \frac{jw}{Qw_0}} \quad (2.22)$$

Por tanto, comparando ambas expresiones, se consigue obtener el valor de la frecuencia angular de corte superior w_0 del filtro, junto con el factor de calidad Q del mismo.

$$(1) \quad w_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1C_2R_1R_2}}$$

$$(2) \quad Q = \frac{\sqrt{C_1C_2R_1R_2}}{C_2(R_1 + R_2) + C_1R_1(1 - \Delta_0)} \quad (2.23)$$

Considerando que el filtro presenta una ganancia unitaria en su banda de paso, de forma que $A_0 = 1 \text{ V/V}$, se pueden reescribir las expresiones mostradas en (2.23). Estas nuevas expresiones, incluidas en (2.24), serán las utilizadas para realizar el diseño del filtro FPB incluido en el sistema.

$$\begin{aligned} (1) \quad w_0 &= \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} \\ (2) \quad Q &= \frac{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}}{C_2 (R_1 + R_2)} = \sqrt{\frac{C_1}{C_2} \frac{R_1 R_2}{(R_1 + R_2)^2}} \end{aligned} \quad (2.24)$$

Con el objetivo de agilizar el proceso de selección de componentes del filtro, se ha desarrollado un programa en MATLAB, mostrado en el capítulo Anexos, que ayuda a determinar los valores óptimos de las resistencias $R = R_1 = R_2$, así como los de los condensadores $C = C_1 = C_2$. En dicho código se incluyen los valores comerciales estándar más comunes de resistencias y condensadores, de forma que el programa presenta los resultados de la frecuencia de corte w_0 y factor de calidad Q que se obtendrían para las diferentes combinaciones posibles de dichos componentes. Además, el programa proporciona una serie de figuras de apoyo para ilustrar la elección de estos valores de componentes, tal y como se describirá más adelante.

En primer lugar, la inicialización del programa en MATLAB requiere de la definición de un conjunto de especificaciones a introducir por el usuario; en este caso para la optimización de los componentes del filtro paso bajo.

- **Frecuencia de corte objetivo.** En este caso, se ha seleccionado una frecuencia de corte superior de 250 Hz. Esto es debido a que la señal EMG presenta componentes espectrales hasta los 500 Hz, aunque su mayor densidad espectral de potencia está localizada entre los 50 Hz y los 150 Hz. Por tanto, la selección de una frecuencia de corte de 250 Hz asegura que la parte más importante del espectro EMG no sufra atenuación, mientras que las componentes entre 150 Hz y 250 Hz se vean atenuadas, aunque no queden totalmente eliminadas.
- **Ganancia del filtro.** Dada la presencia de un bloque de amplificación en exclusiva, se ha optado, en este caso, por el uso de un filtro con ganancia unidad; de forma que el factor de ganancia impuesto al programa sea de $\Delta_0 = 1 \text{ V/V}$.
- **Potencia máxima disipable por las resistencias.** Se ha impuesto a todas las resistencias incluidas en el programa una limitación de disipación de potencia máxima de 0.25 W. Por un lado, esto garantiza un consumo moderado del circuito, mientras que, por otro lado, permite el acceso al tipo de resistencias más común de las disponibles en el laboratorio.

- **Tolerancia.** El factor de tolerancia se aplica a la hora de seleccionar la combinación de resistencias y condensadores para la implementación del filtro. Así, el programa únicamente presenta como opciones viables, aquellas combinaciones de R y C que produzcan una frecuencia de resonancia con un 5% de error relativo respecto al valor de f_0 deseado.

Establecido este conjunto de parámetros iniciales del FPB, el programa de MATLAB arroja un conjunto de resultados útiles para el diseño del filtro. Una primera gráfica, incluida en la Fig. 2.20, muestra la relación de frecuencias de corte posibles para todas las combinaciones existentes entre las resistencias $R = R_1 = R_2$ y las capacidades $C = C_1 = C_2$ incluidas en el código.

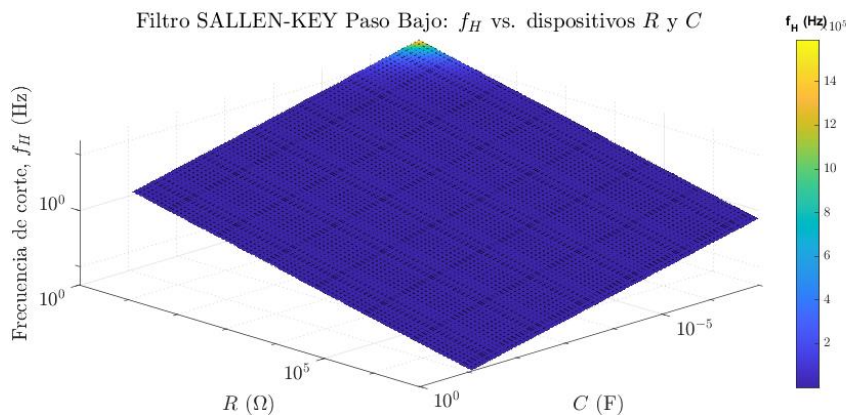


Fig. 2.20. Relación de frecuencias de corte superior para un FPB, para las posibles combinaciones de resistencias y condensadores comerciales.

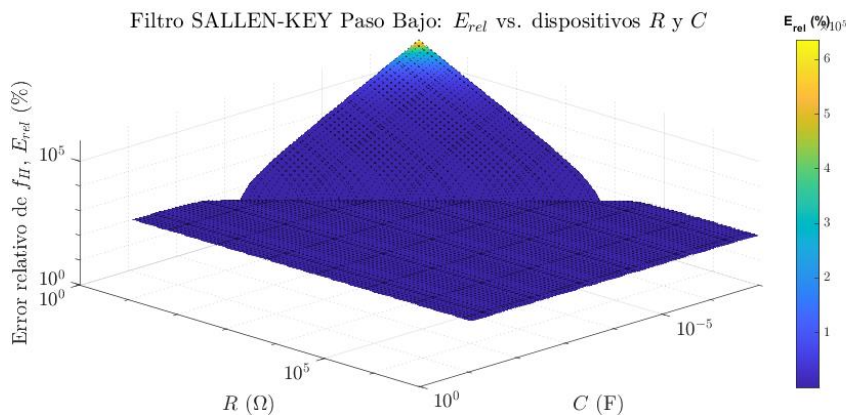


Fig. 2.21. Error relativo entre las frecuencias de corte obtenidas para el FPB y su valor objetivo.

De forma adicional, el programa proporciona una estimación del error relativo existente entre dichas frecuencias de corte y el valor de f_0 indicado como parámetro de entrada. La gráfica mostrada en la Fig. 2.21 se puede observar un valle, que corresponde con los resultados de frecuencia de corte más cercanos a la frecuencia objetivo, en donde el error relativo se acerca a cero. En este valle se sitúan las combinaciones de resistencias y condensadores óptimas para implementar el FPB.

Así pues, el siguiente conjunto de datos proporcionado por el programa consiste en dicho grupo de resistencias y condensadores recomendados para el diseño del filtro FPB. Estos valores han sido seleccionados atendiendo a la condición de máxima tolerancia del 5 % impuesta al error relativo entre la frecuencia de resonancia obtenida y su valor objetivo.

Tabla 2.14. Conjunto de soluciones propuestas por el programa MATLAB para el diseño del filtro Sallen-Key paso bajo.

Propuesta	R (Ω)	C (μF)	f_0 (Hz)	E_{rel} (%)	$ \Delta_V _{250 \text{ Hz}}$ (dB)	$ \Delta_V _{150 \text{ Hz}}$ (dB)
1	2.2	300	241	3.54	-6.33	-2.84
2	5.1	120	260	4.02	-5.68	-2.49
3	22	30	241	3.54	-6.33	-2.84
4	51	12	260	4.02	-5.68	-2.49
5	220	3	241	3.54	-6.33	-2.84
6	510	1.2	260	4.02	-5.68	-2.49
7	2200	0.3	241	3.54	-6.33	-2.84
8	5100	0.12	260	4.02	-5.68	-2.49

Para todos los resultados incluidos en la Tabla 2.14, el programa de MATLAB facilita la representación del módulo de la ganancia en decibelios. De esta forma, el usuario puede observar las diferencias existentes entre las propuestas de forma gráfica. Concretamente, la Fig. 2.22 incluye la respuesta frecuencial de la función de transferencia $|H(f)|$ para las ocho soluciones contenidas en la Tabla 2.14.

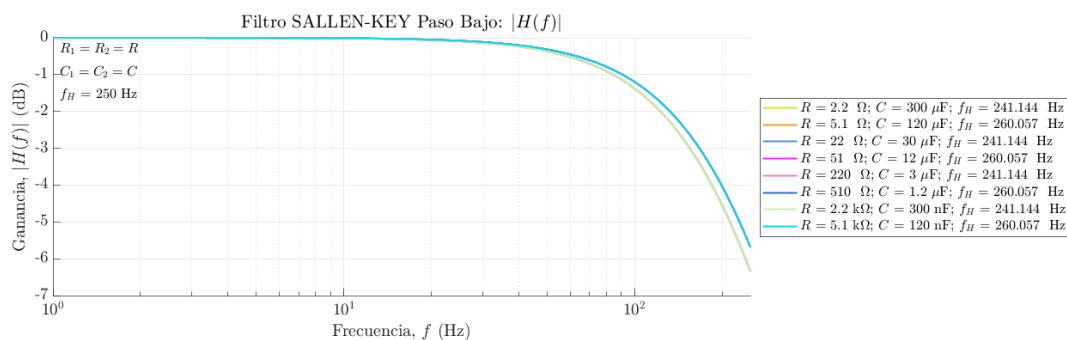


Fig. 2.22. Módulo de la ganancia para las propuestas del programa MATLAB para el diseño del filtro Sallen-Key paso bajo.

Para terminar, las dos últimas gráficas proporcionadas por el programa se muestran en la Fig. 2.23 y la Fig. 2.24. La primera de ellas incluye, en formato de barras, los datos de R , C y f_0 para cada una de las propuestas de filtro calculadas. De forma similar, la segunda gráfica contiene, para cada propuesta de filtro, los datos

de error relativo respecto a la frecuencia de corte superior objetivo f_0 ; manteniendo el mismo formato de representación que para el caso anterior.

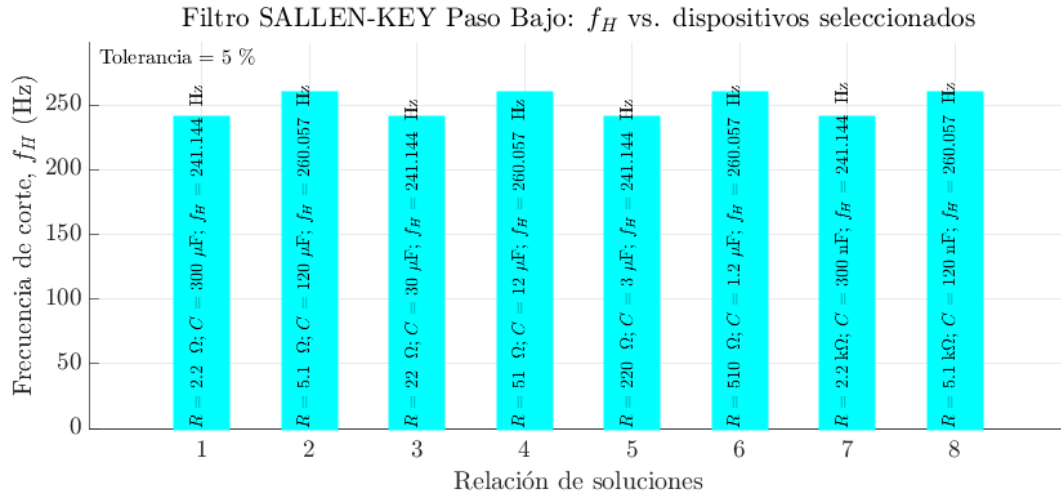


Fig. 2.23. Conjunto de soluciones propuestas por el programa MATLAB para el diseño del filtro Sallen-Key paso bajo; usando formato de barras.

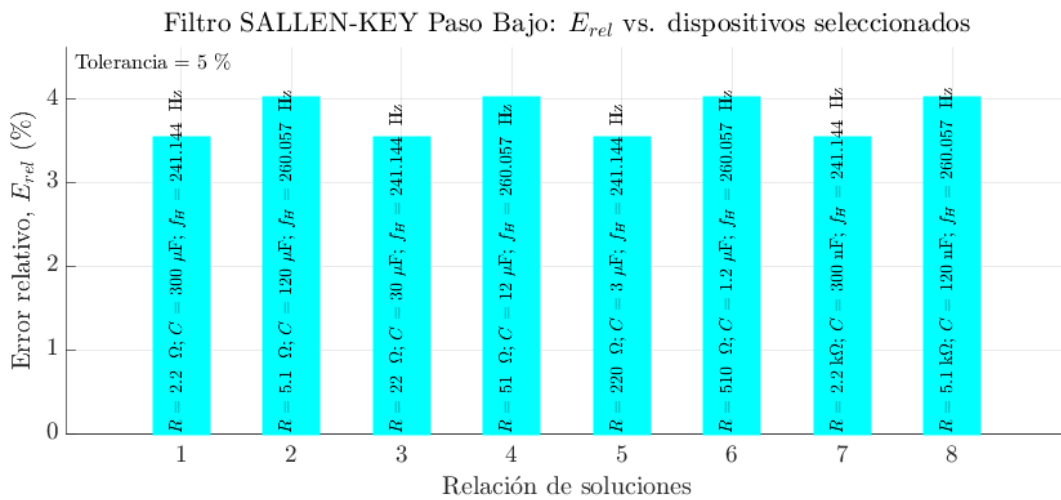


Fig. 2.24. Error relativo en la frecuencia de corte para las soluciones propuestas por el programa MATLAB para el diseño del filtro Sallen-Key paso bajo; usando formato de barras.

Tras analizar los resultados obtenidos, se ha optado por utilizar resistencias de valor $R = R_1 = R_2 = 2200 \text{ } \Omega$ y condensadores de valor $R = C_1 = C_2 = 0.3 \text{ pF}$ para implementar el filtro Sallen-Key paso bajo. Esta combinación de componentes es una de las que menor error relativo presenta, es decir, para las que la frecuencia de corte está más cerca de la frecuencia objetivo. Aunque no se trate de la solución con menor error relativo, hay que destacar que el valor de las resistencias es lo suficientemente elevado como para asegurar un flujo de intensidad relativamente reducido por el circuito, lo que garantiza el no exceder el límite de intensidad de salida del amplificador operacional.

Adicionalmente, el filtro paso bajo presenta dos resistencias adicionales, R_A y R_B , localizadas en el lazo de realimentación negativa. Estas resistencias se encargan de establecer la ganancia en banda del filtro y, en nuestro caso, interesa que esta ganancia sea lo más cercana posible a $|\Delta_0| = 1 \text{ V/V}$. Por tanto, el valor elegido para estas resistencias será de $R_A = 1 \text{ k}\Omega$ y $R_B = 500 \text{ k}\Omega$, de forma que:

$$|\Delta_0| = 1 + \frac{R_A}{R_B} = 1 + \frac{1 \text{ k}\Omega}{500 \text{ k}\Omega} \approx 1 \text{ V/V} \quad (2.25)$$

De entre los amplificadores operacionales disponibles en el mercado, el seleccionado para utilizar en el FPB de segundo orden Sallen-Key será el UA741CP de Texas Instruments. Este amplificador de propósito general ha sido elegido, además de por su bajo coste, por el valor adecuado de la mayor parte de sus prestaciones; las cuales se enumeran en la Tabla 2.15.

Tabla 2.15. Especificaciones principales del amplificador operacional UA741CP, bajo condiciones de alimentación con $V_{CC} = \pm 15 \text{ V}$ y temperatura de operación de $T = 25^\circ\text{C}$; extraídas de [15].

Parámetro	Valor mínimo	Valor típico	Valor máximo	Unidades
Tensión de alimentación ($\pm V_{CC}$)	± 5	-	± 15	V
Tensión de <i>offset</i> de entrada	-	1	6	mV
Ganancia (G)	20	200	-	V/mV
CMRR	70	90	-	dB
Corriente de polarización de entrada	-	80	500	nA
Resistencia de entrada	0.3	2	-	M Ω
Capacidad de entrada	-	1.4	-	pF
Resistencia de salida	-	75	-	Ω
Rango del voltaje de entrada	± 12	± 13	-	V
Rango del voltaje de salida	± 12	± 14	-	V
Intensidad de salida en cortocircuito		± 25	± 40	mA
Intensidad de polarización	-	1.7	2.8	mA
Potencia disipada	-	50	85	mW
Ganancia - Ancho de banda	-	1	-	MHz
<i>Slew - Rate</i>	-	0.5	-	V/ μ s

Para concluir este apartado, la Tabla 2.16 muestra los datos relativos a la solución de filtro seleccionada para nuestro diseño de FPB. Junto a dichos datos, se incluyen las especificaciones iniciales impuestas a este primer bloque de filtrado; de forma que se pueda apreciar su correcto cumplimiento.

Tabla 2.16. Parámetros de rendimiento del bloque de filtrado paso bajo, incluyendo sus especificaciones iniciales y los resultados del diseño analítico.

	$v_{IN_{p-p}}$ (V)	$v_{OUT_{p-p}}$ (V)	$ \Delta_0 $ (V/V)	BW (Hz)
Especificaciones	[0, 110] m	[0, 110] m	1	[0, 150]
Analítico	[0, 110] m	[0, 110] m	1	[0, ~150]

2.3.2 Simulación en PSPICE

Para la simulación del bloque de filtrado paso bajo, se ha hecho uso de la relación de componentes incluidos en la Tabla 2.12. Con dichos componentes, se ha implementado el circuito de la Fig. 2.25, con la finalidad de analizar el comportamiento del FPB Sallen-Key, bajo unas características determinadas. Así pues, se ha seleccionado un voltaje de alimentación de +5 V y -5 V, y con una combinación de valores de resistencias $R = R_1 = R_2$; que, junto con los valores de los condensadores $C = C_1 = C_2$, debería resultar en una frecuencia de corte en la salida v_{OUT} similar a la calculada. Además, las resistencias de control de ganancia, R_A y R_B , presentan unos valores destinados a conseguir una ganancia de 0 dB en la banda de paso del FPB. Finalmente, se ha incluido el modelo del amplificador operacional UA741, disponible en la librería de dispositivos OPAMP de PSPICE. La señal de entrada v_{IN} utilizada presenta una amplitud de 50 mV y una frecuencia de 100 Hz; lo que coincide con la señal de salida del bloque de amplificación diferencial previo.

Tabla 2.17. Relación de componentes utilizados en la simulación PSPICE del bloque de amplificación diferencial.

Componente	Nombre	Tipo	Parámetros	Librería PSPICE
Tierra	-	GND	-	CAPSYM
Fuente de DC	V2, V3	VDC	± 5 V	CAPSYM
Fuente de AC	V1	VSIN	AC = 1 V	SOURCE
Resistencia	R1, R2	R	2.2 k Ω	ANALOG
Resistencia	RA	R	500 k Ω	ANALOG
Resistencia	RB	R	1 k Ω	ANALOG
Capacidad	C1, C2	C	0.3 μ F	ANALOG
Amplificador operacional	U1	uA741	-	OPAMP

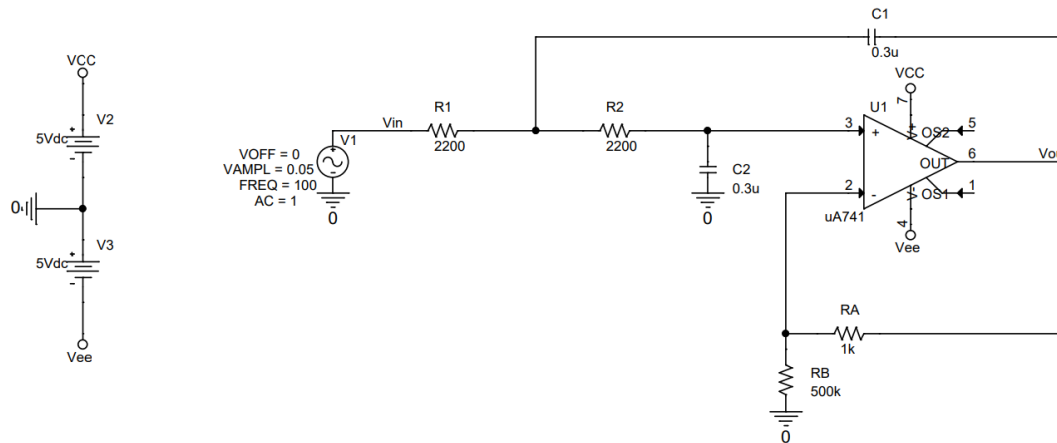


Fig. 2.25. Esquemático de la simulación PSPICE del bloque de filtrado paso bajo.

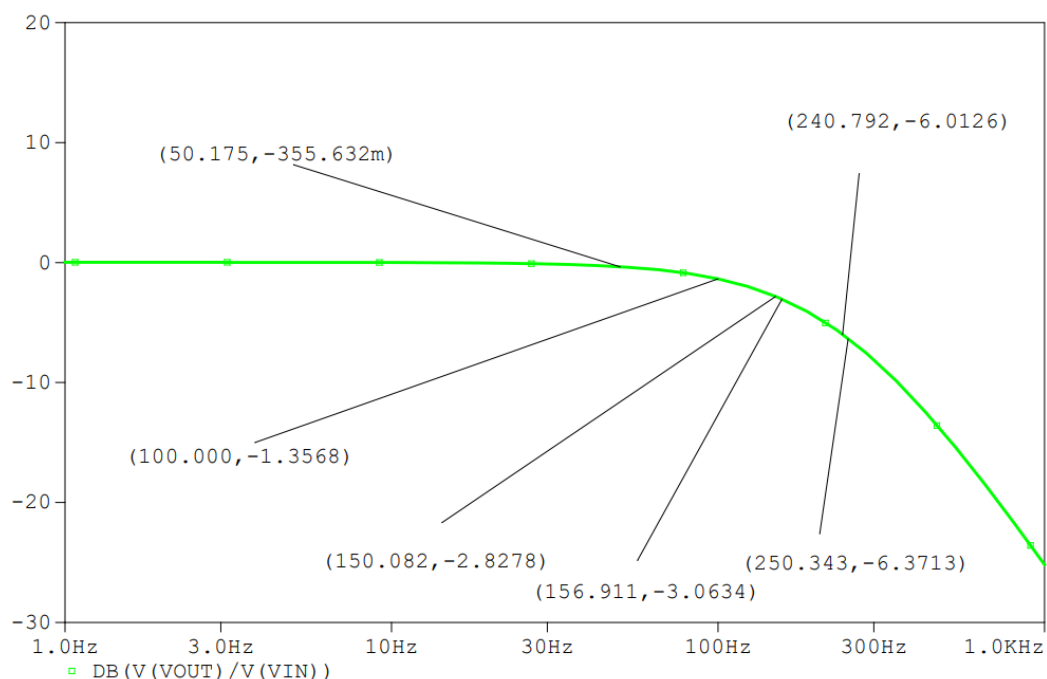


Fig. 2.26. Resultados de la simulación de AC en PSPICE del bloque de filtrado paso bajo.

En este caso, el análisis realizado es únicamente de tipo frecuencial; dado que un análisis transitorio no proporciona resultados de interés. Por tanto, la simulación realizada ha consistido en un barrido de la señal de entrada, de 1 V de amplitud, entre 1 Hz y 1 kHz. La Fig. 2.26 muestra los resultados del análisis, donde se han indicado los puntos de mayor interés. Se puede observar que la atenuación de 6 dB se alcanza para una frecuencia de 241 Hz; mientras que a 250 Hz se consigue una atenuación de 6.37 dB. También se observa que la atenuación en 150 Hz es inferior a los 3 dB; siendo 156 Hz la frecuencia a la que se alcanza dicha caída de 3 dB. Además, observando el resultado en 100 Hz, es apreciable una ganancia menor a 0 dB; lo que significa que parte de la banda de interés sufrirá una pequeña atenuación.

Posteriormente, en el momento del montaje de los circuitos prototipo, la resistencia R_A se sustituirá por un potenciómetro de 1 k Ω ; de forma que sea posible variar ligeramente la ganancia del filtro si fuera necesario. Adicionalmente, se sustituirá la resistencia R_1 por un potenciómetro de 3 k Ω , con la finalidad de poder sintonizar la frecuencia de corte para compensar desviaciones debidas a la tolerancia de los componentes. Así, este potenciómetro en R_1 permite variar la frecuencia de corte entre los valores:

$$\begin{aligned} f_{0_{min}} &= \frac{1}{2\pi\sqrt{R_{1_{max}}R_2C_1C_2}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{3 \text{ k}\Omega \cdot 2.2 \text{ k}\Omega \cdot 0.3 \text{ }\mu\text{F} \cdot 0.3 \text{ }\mu\text{F}}} = 206.5 \text{ Hz} \\ f_{0_{max}} &= \frac{1}{2\pi\sqrt{R_{1_{min}}R_2C_1C_2}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{50 \text{ }\Omega \cdot 2.2 \text{ k}\Omega \cdot 0.3 \text{ }\mu\text{F} \cdot 0.3 \text{ }\mu\text{F}}} = 1600 \text{ Hz} \end{aligned} \quad (2.26)$$

Visto de otra forma, el potenciómetro en R_1 permite variar la ganancia a 150 Hz desde -3.77 dB hasta -1.42 dB; según se extrae de las expresiones del filtro FPB.

$$\begin{aligned} R_1 = 3 \text{ k}\Omega &\rightarrow \begin{cases} Q = \frac{\sqrt{C_1C_2R_1R_2}}{C_2(R_1 + R_2)} = 0.49 \\ w_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1C_2R_1R_2}} = 1297.5 \text{ rad/s} \\ |F(2\pi \cdot 150 \text{ Hz})| = \frac{|A_0|}{\sqrt{\left(1 - \frac{w^2}{w_0^2}\right)^2 + \left(\frac{w}{Qw_0}\right)^2}} = -3.77 \text{ dB} \end{cases} \\ R_1 = 50 \text{ }\Omega &\rightarrow \begin{cases} Q = \frac{\sqrt{C_1C_2R_1R_2}}{C_2(R_1 + R_2)} = 0.15 \\ w_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1C_2R_1R_2}} = 10050 \text{ rad/s} \\ |F(2\pi \cdot 150 \text{ Hz})| = \frac{|A_0|}{\sqrt{\left(1 - \frac{w^2}{w_0^2}\right)^2 + \left(\frac{w}{Qw_0}\right)^2}} = -1.42 \text{ dB} \end{cases} \end{aligned} \quad (2.27)$$

Como comprobación final, es interesante calcular analíticamente la frecuencia a la que se produce una caída de 3dB en la ganancia del FPB, y comparar ese valor con el resultado de la simulación. Por tanto, fijando el valor de potenciómetro a $R_1 = 3 \text{ k}\Omega$, se calcula la frecuencia para la que se cumple la igualdad de $|F(jw)| = -3 \text{ dB}$, obteniéndose el resultado de atenuación de 3 dB en 155 Hz, según lo indicado en las expresiones de (2.28).

$$R_1 = 3 \text{ k}\Omega \rightarrow \begin{cases} Q = \frac{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}}{C_2 (R_1 + R_2)} = 0.49 \\ w_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} = 1297.5 \text{ rad/s} \\ |F(jw_{-3dB})| = -3 \text{ dB} \Rightarrow f_{-3dB} = 155 \text{ Hz} \end{cases} \quad (2.28)$$

Finalmente, como se observa en la Tabla 2.18, los resultados de la simulación del FPB mediante PSPICE producen resultados similares a las especificaciones impuestas al bloque, así como a los resultados del estudio analítico. La principal diferencia reside en la atenuación existente en la banda de paso, la cual toma un valor de $|\Delta_0| = 0.85 \text{ V/V}$ para la frecuencia central de $f = 100 \text{ Hz}$. Sin embargo, esta atenuación no presenta ningún inconveniente, ya que será compensada por el bloque de amplificación final del sistema.

Tabla 2.18. Parámetros de rendimiento del bloque de filtrado paso bajo, incluyendo sus especificaciones iniciales, resultados del diseño analítico y resultados de simulación en PSPICE.

	$v_{IN_{p-p}}$ (V)	$v_{OUT_{p-p}}$ (V)	$ \Delta_0 $ (V/V)	BW (Hz)
Especificaciones	[0, 110] m	[0, 110] m	1	[50, 150]
Analítico	[0, 110] m	[0, 110] m	1	[0, ~150]
PSPICE	[0, 110] m	[0, 85.53] m	0.85	[0, 156]

2.4 Filtro paso alto

Los filtros de tipo paso alto, o FPA, se utilizan todo aquel ruido de bajas frecuencias presente en una señal eléctrica. La frecuencia a partir de la cual se pretende atenuar las componentes no deseadas se denomina f_c o frecuencia de corte inferior (*cut – off frequency*). De forma similar al filtro paso bajo, el rango de frecuencias que no sufre atenuación, para el que la ganancia toma un valor de 1 V/V, se denomina banda de paso del filtro (*passband*). Al igual que en el FPB, se considera como frecuencia de corte f_c a la frecuencia para la que la ganancia se ve atenuada en 3 dB. Por el contrario, el rango de frecuencias con ganancia del filtro de 0 V/V se denomina banda de rechazo (*stop band*) [6] [7] [8]. A modo ilustrativo, la Fig. 2.27 (b) muestra la respuesta habitual de un filtro paso alto, donde se pueden observar la frecuencia de corte inferior y la ganancia plana en la banda de paso.

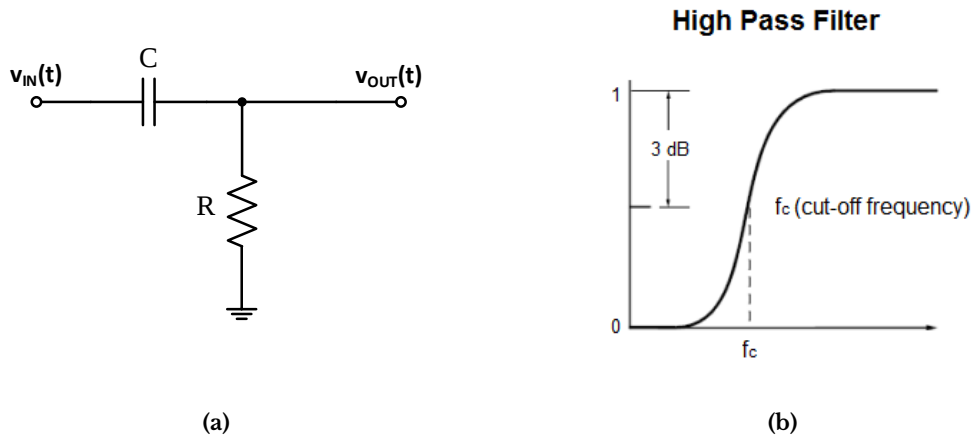


Fig. 2.27. Filtro paso bajo de primer orden; (a) esquemático; (b) respuesta en frecuencia [8].

Adicionalmente, la Fig. 2.28 muestra la configuración más sencilla para un FPA de primer orden; la cual consiste en una red RC. El estudio analítico del circuito indica una ganancia unitaria en la banda de paso, junto con una frecuencia de corte inferior dada por la relación $f_c = 1/(2\pi RC)$. Al ser este un filtro de primer orden, su atenuación fuera de la banda de paso está limitada a -20 dB/década; lo que puede calcularse a través de la función de transferencia del filtro, incluida en (2.17).

$$H(j\omega) = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC} = \frac{j \frac{\omega}{\omega_c}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_c}} \quad (2.29)$$

De nuevo, el uso de FPA de segundo orden de tipo Sallen-Key permite duplicar la atenuación en la banda de rechazo. En este caso, las componentes frecuenciales superiores a f_c presentan una atenuación de -40 dB/década.

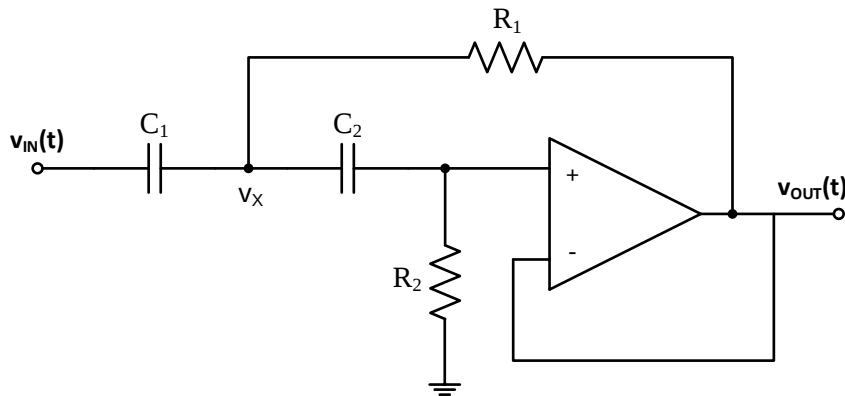


Fig. 2.28. Esquema de filtro Sallen-Key paso alto, con ganancia unidad.

La configuración más común para un filtro Sallen-Key de tipo FPA se incluye en la Fig. 2.28. La observación detallada del circuito permite comprender su funcionamiento general como filtro paso alto.

- **Altas frecuencias.** Los condensadores presentan una impedancia equivalente de valor $Z_C = 1/(j\omega C) = 0 \Omega$; lo que implica que el terminal de entrada positivo del amplificador operacional esté conectado a la señal de entrada $v_- = v_{IN}$. Considerando el modelo ideal del amplificador operacional, ambos terminales de entrada tendrán idéntica tensión; de forma que $v_- = v_+ = v_{IN}$. Observando el lazo de realimentación negativa, se aprecia cómo la tensión de salida tomará un valor igual a la tensión de entrada, por lo que $v_{OUT} = v_{IN}$. Así pues, para frecuencias altas el filtro presentará una tensión de salida $v_{OUT} = v_{IN}$; lo que supone una ganancia unitaria en la banda de paso.
- **Bajas frecuencias.** A bajas frecuencias los condensadores actúan como circuitos abiertos, de impedancia equivalente $Z_C = 1/(j\omega C) = \infty \Omega$. Por tanto, las resistencias del circuito no presentarán caída de tensión, debido a que la corriente que circula por ellas será nula. Este hecho implica que los terminales de entrada del amplificador operacional tengan una tensión igual a $v_+ = v_- = 0 \text{ V}$. De nuevo, considerando el lazo de realimentación negativa, se observa que tensión de salida será de la forma $v_+ = v_- = v_{OUT} = 0 \text{ V}$. En resumen, para el caso de frecuencias bajas, el filtro presentará una salida nula $v_{OUT} = 0 \text{ V}$; lo que implica la completa atenuación de las componentes de señal fuera de la banda de paso.

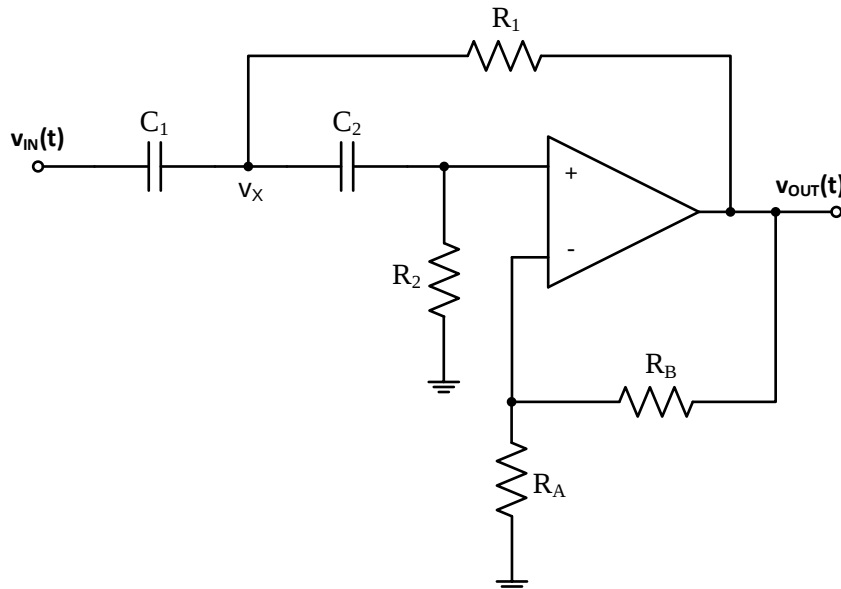


Fig. 2.29. Esquema de filtro Sallen-Key paso alto, con ganancia variable.

Con la finalidad de incrementar la flexibilidad del diseño del FPA, se ha añadido un divisor de tensión en el lazo de realimentación negativa, incluido en el esquema de la Fig. 2.29. Esta red dotará de ganancia al filtro, sintonizable mediante la relación de las resistencias R_A y R_B . En el siguiente apartado, y con el propósito de completar el estudio analítico de este tipo de FPA, se han extraído sus ecuaciones de funcionamiento, junto con la función de transferencia del filtro.

2.4.1 Estudio analítico

De forma similar a los casos previos, se va a considerar el modelo equivalente del amplificador operacional para el estudio analítico del filtro; de forma que este dispositivo activo se comporte según lo indicado en (2.30)

$$AO \Rightarrow \begin{cases} Z_{in} = \infty \Omega & \Rightarrow i_+ = i_- = 0 \\ \Delta_{ol} = \infty V/V & \Rightarrow v_+ = v_- \\ Z_{out} = 0 \Omega \end{cases} \quad (2.30)$$

En primer lugar, se realiza un estudio de las intensidades circulando a través de las resistencias y condensadores del circuito, de forma que sea posible extraer la relación de ecuaciones siguiente:

$$\begin{aligned} (1) \quad i_{C_1} &= i_{C_2} + i_{R_1} = \frac{v_{IN} - v_X}{\frac{1}{sC_1}} = \frac{v_X - v_+}{\frac{1}{sC_2}} + \frac{v_X - v_{OUT}}{R_1} \\ (2) \quad i_{C_2} &= i_{R_2} = \frac{v_X - v_+}{\frac{1}{sC_2}} = \frac{v_X}{R_2} \\ (3) \quad i_{R_A} &= i_{R_B} = \frac{v_-}{R_A} = \frac{v_{OUT} - v_-}{R_B} \end{aligned} \quad (2.31)$$

A partir del conjunto de expresiones de (2.31), es factible obtener las relaciones existentes entre las tensiones del circuito.

$$\begin{aligned} (1) \quad v_{OUT} &= v_- \underbrace{\left(1 + \frac{R_B}{R_A}\right)}_{\Delta_0} = v_- \Delta_0 \\ (2) \quad v_+ &= v_- = v_X \frac{sC_2 R_2}{1 + sC_2 R_2} \\ (3) \quad (v_{IN} - v_X) sC_1 &= (v_X - v_+) sC_2 + \frac{v_X - v_{OUT}}{R_2} \end{aligned} \quad (2.32)$$

Finalmente, desarrollando la tercera de las expresiones contenidas (2.32), se consigue la función de transferencia del filtro; de la forma:

$$H(s) = \frac{v_{OUT}(s)}{v_{IN}(s)} = \frac{\Delta_0 s^2 C_1 C_2 R_1 R_2}{s^2 (C_1 C_2 R_1 R_2) + s [R_1 (C_1 + C_2) + C_2 R_2 (1 - \Delta_0)] + 1} \quad (2.33)$$

El estudio de la función de transferencia respecto a la frecuencia angular, $H(jw)$, permite su comparación con la función general para un filtro paso alto de segundo orden:

$$\begin{aligned} H(jw) = \frac{v_{OUT}(jw)}{v_{IN}(jw)} &= \frac{\Delta_0 w^2 (C_1 C_2 R_1 R_2)}{1 - w^2 (C_1 C_2 R_1 R_2) + jw [R_1 (C_1 + C_2) + C_2 R_2 (1 - \Delta_0)]} \\ &= \frac{\Delta_0 \left(\frac{w}{w_0}\right)^2}{1 - \left(\frac{w}{w_0}\right)^2 + \frac{jw}{Q w_0}} \end{aligned} \quad (2.34)$$

Mediante la comparación de ambas expresiones, se consigue definir el valor de la frecuencia angular de corte inferior w_0 , así como el factor de calidad Q del filtro.

$$\begin{aligned} (1) \quad w_0 &= \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} \\ (2) \quad Q &= \frac{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}}{R_1 (C_1 + C_2) + C_2 R_2 (1 - \Delta_0)} \end{aligned} \quad (2.35)$$

Suponiendo que el filtro presenta una ganancia $A_0 = 1$ V/V en su banda de paso, se pueden simplificar las expresiones de (2.35). Las nuevas expresiones, mostradas en (2.36), se utilizarán para diseñar el filtro FPA objetivo del sistema.

$$\begin{aligned} (1) \quad w_0 &= \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} \\ (2) \quad Q &= \frac{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}}{R_1 (C_1 + C_2)} = \sqrt{\frac{R_2}{R_1} \frac{C_1 C_2}{(C_1 + C_2)^2}} \end{aligned} \quad (2.36)$$

De forma análoga al caso del FPB, se ha desarrollado un programa en MATLAB, mostrado en el capítulo de Anexos, para la determinación automática de los valores óptimos de las resistencias $R = R_1 = R_2$ y los condensadores $C = C_1 = C_2$ del FPA. Dicho código contiene un listado de los valores comerciales estándar más comunes de resistencias y condensadores; utilizados por el programa para proporcionar los resultados de frecuencia de corte w_0 y factor de calidad Q que se obtendrían para sus diferentes combinaciones. De manera adicional, el programa proporciona gráficos ilustrativos para justificar la selección de los componentes; tal y como se realiza para el caso de los filtros FPB de segundo orden.

La inicialización del programa en MATLAB parte de una serie de especificaciones a introducir por el usuario; las cuales son necesarias para poder llevar a cabo la optimización de los componentes del filtro paso alto.

- **Frecuencia de corte objetivo.** Se ha seleccionado una frecuencia de corte inferior de 45 Hz; para la que se desea obtener una atenuación de -6 dB. Este límite implica una atenuación reducida de la parte baja del espectro de la señal EMG, con su mayor densidad espectral de potencia contenida entre los 50 Hz y los 150 Hz. Esta atenuación se ha seleccionado con el objetivo de reducir el efecto de ruido ambiente de red, localizado en los 50 Hz, y principal responsable de la reducción de la relación señal a ruido del sistema.
- **Ganancia del filtro.** Debido a la presencia de un bloque de amplificación en las etapas finales de sistema, se diseñará un filtro con ganancia unidad; de forma que el factor de ganancia impuesto al programa sea de $|\Delta_0| = 1 \text{ V/V}$.
- **Potencia máxima disipable por las resistencias.** Todas las resistencias incluidas en el programa presentan una limitación de disipación de potencia máxima de 0.25 W. Esta condición asegura un consumo limitado del circuito, además de permitir el uso de resistencias comunes y disponibles en el laboratorio.
- **Tolerancia.** El factor de tolerancia es aplicado en la selección de las resistencias y condensadores óptimos para la implementación del filtro. El programa solamente propone como opciones viables las combinaciones de R y C que resultan en una frecuencia de resonancia con un 5% de error relativo respecto a la f_0 objetivo.

Una vez determinados los parámetros iniciales del FPA, el programa de MATLAB proporciona el conjunto de resultados viables para el diseño del filtro. La primera gráfica facilitada, e incluida en la Fig. 2.30, muestra la relación de frecuencias de corte posibles para todas las combinaciones existentes entre las resistencias $R = R_1 = R_2$ y las capacidades $C = C_1 = C_2$ consideradas.

En la siguiente gráfica, incluida en la Fig. 2.31, se observa la representación del error relativo para el filtro paso alto, es decir, la diferencia entre la frecuencia de corte obtenida mediante la combinación de resistencias y condensadores, y la frecuencia de corte objetivo f_0 . En esta figura se aprecia un valle, que corresponde con los resultados de frecuencia de corte más cercanos a la frecuencia objetivo, y donde el error relativo se minimiza. En esta zona se sitúan las combinaciones de resistencias y condensadores de interés para implementar el circuito, y supondrán la relación de valores obtenidos como salida del programa.

En este sentido, la Tabla 2.19 contiene el conjunto de datos proporcionado por el programa, que consiste en dicho grupo de resistencias y condensadores recomendados para el diseño del filtro FPA. Estos valores han sido seleccionados en base a la especificación de máxima tolerancia del 5 % respecto al error relativo entre la frecuencia de resonancia obtenida y su valor objetivo.

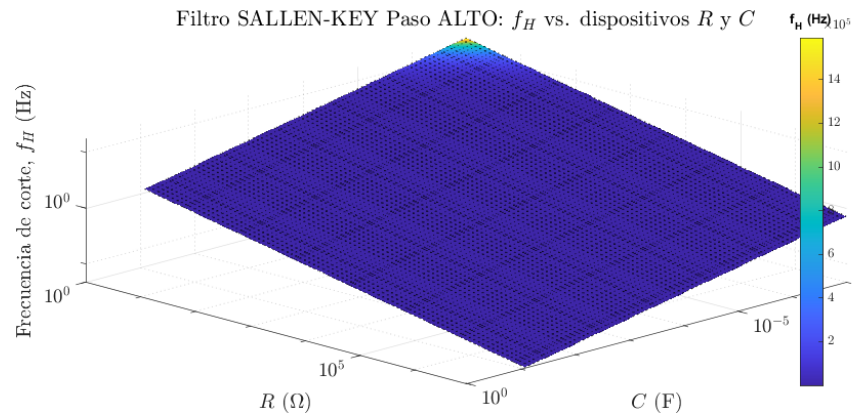


Fig. 2.30. Relación de frecuencias de corte superior para un FPA, para las posibles combinaciones de resistencias y condensadores comerciales.

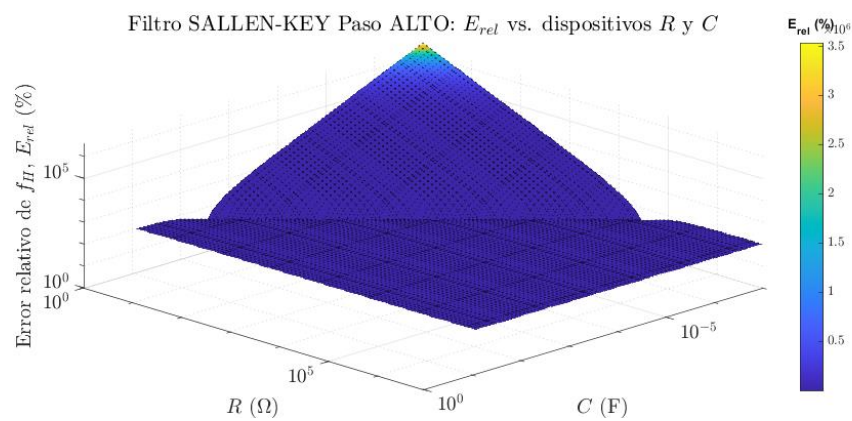


Fig. 2.31. Error relativo entre las frecuencias de corte obtenidas para el FPA y su valor objetivo.

Tabla 2.19. Conjunto de soluciones propuestas por el programa MATLAB para el diseño del filtro Sallen-Key paso alto.

Propuesta	R (Ω)	C (μF)	f_0 (Hz)	E_{rel} (%)	$ \Delta_V _{45 \text{ Hz}}$ (dB)	$ \Delta_V _{50 \text{ Hz}}$ (dB)
1	1.2	3000	44	1.75	-5.86	-5.01
2	5.1	680	45	1.98	-6.19	-5.03
3	12	300	44	1.75	-5.86	-5.01
4	51	68	45	1.98	-6.19	-5.03
5	120	30	44	1.75	-5.86	-5.01
6	510	6.8	45	1.98	-6.19	-5.03
7	1200	3	44	1.75	-5.86	-5.01
8	5100	0.68	45	1.98	-6.19	-5.03
	12000	0.3	44	1.75	-5.86	-5.01

Para todos los resultados incluidos en la Tabla 2.14, el programa de MATLAB facilita la representación del módulo de la ganancia en decibelios. De esta forma, el usuario puede observar las diferencias existentes entre las propuestas de forma gráfica. Concretamente, la Fig. 2.22 incluye la respuesta frecuencial de la función de transferencia $|H(f)|$ para las ocho soluciones contenidas en la Tabla 2.14.

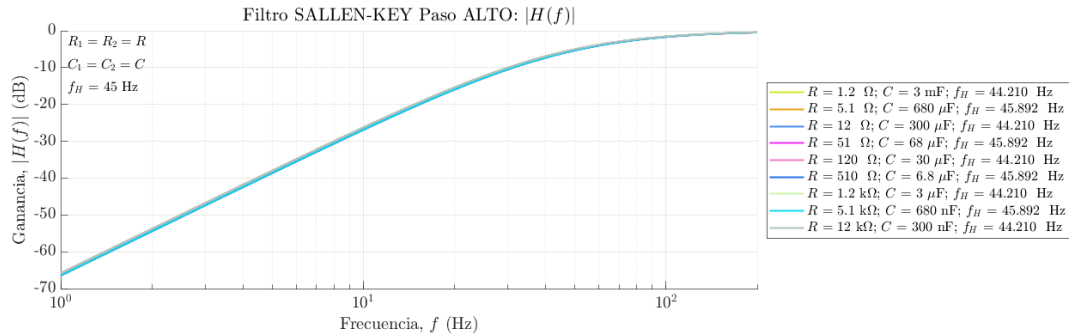


Fig. 2.32. Módulo de la ganancia para las propuestas del programa MATLAB para el diseño del filtro Sallen-Key paso alto.

Para terminar, las dos últimas gráficas en formato de barras se muestran en la Fig. 2.33 y la Fig. 2.34. La primera incluye los valores de R , C y f_0 resultantes para las propuestas de FPA. De forma similar, la segunda gráfica muestra, para cada una de dichas propuestas, los datos de error relativo de la frecuencia de corte respecto a su valor objetivo. Tras analizar los resultados, se ha seleccionado implementar el filtro con resistencias de valor $R = R_1 = R_2 = 12 \text{ k}\Omega$ y condensadores de $C = C_1 = C_2 = 0.3 \text{ }\mu\text{F}$. Esta opción presenta un bajo error relativo, y resistencias lo suficientemente grandes como para respetar el límite de intensidad de salida del amplificador operacional.

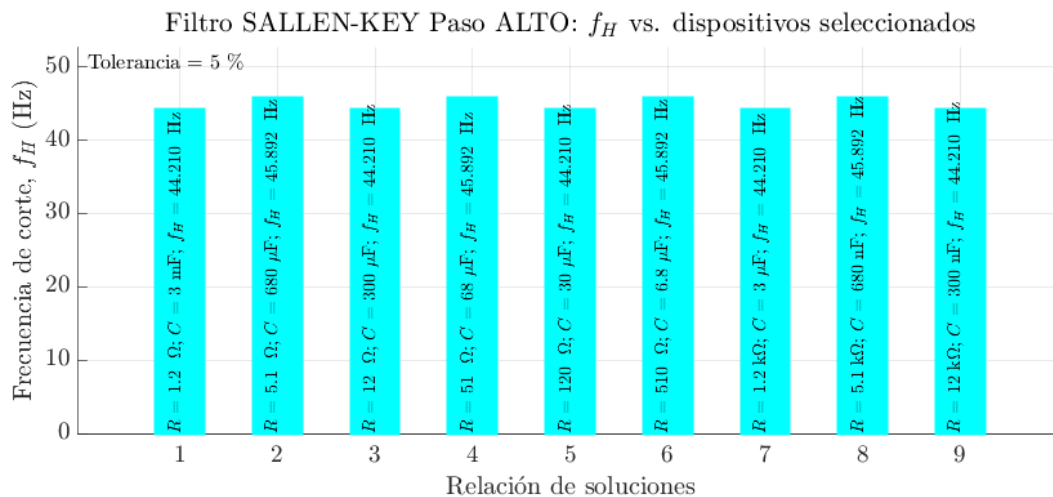


Fig. 2.33. Conjunto de soluciones propuestas por el programa MATLAB para el diseño del filtro Sallen-Key paso alto; usando formato de barras.

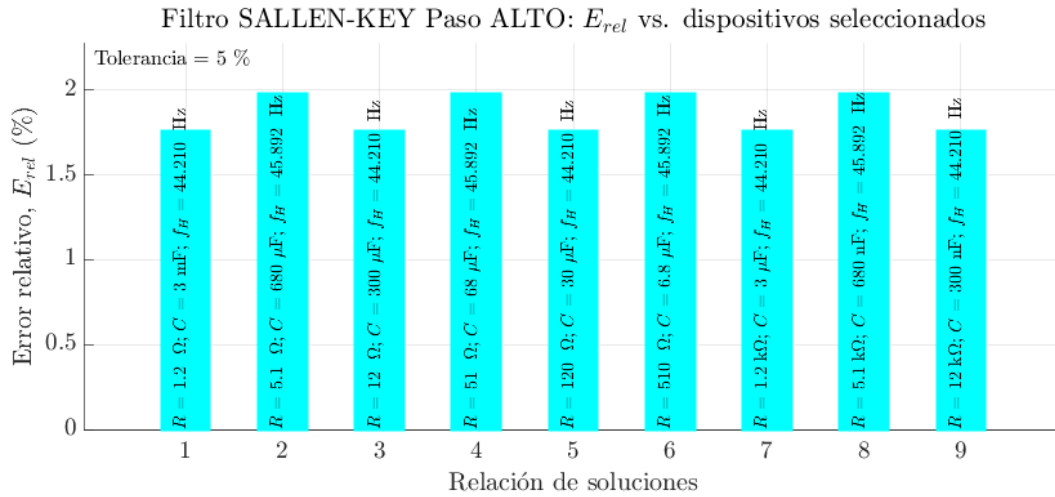


Fig. 2.34. Error relativo en la frecuencia de corte para las soluciones propuestas por el programa MATLAB para el diseño del filtro Sallen-Key paso alto; usando formato de barras.

De forma adicional, el filtro paso alto incluye dos resistencias extra, R_A y R_B , ubicadas en el lazo de realimentación negativa. Estas resistencias permiten sintonizar la ganancia en banda del filtro y, en este caso, se ha optado por fijar dicha ganancia a un valor de $|\Delta_0| = 1$ V/V. Por tanto, las resistencias elegidas serán iguales a $R_A = 1$ k Ω y $R_B = 500$ k Ω , de forma que:

$$|\Delta_0| = 1 + \frac{R_A}{R_B} = 1 + \frac{1 \text{ k}\Omega}{500 \text{ k}\Omega} \simeq 1 \text{ V/V} \quad (2.37)$$

De igual forma que para el FPB, el amplificador operacional UA741CP ha sido seleccionado para la implementación del FPA de segundo orden Sallen-Key. De nuevo, su bajo coste, y la adecuación de sus principales prestaciones, hacen de este amplificador una opción válida para la fabricación del filtro.

Para finalizar el estudio y diseño inicial del FPA, en la Tabla 2.20 se resumen los parámetros relativos al rendimiento de este filtro, junto con las especificaciones iniciales impuestas a este segundo bloque de filtrado; y, así, facilitar la comprobación de su adecuado cumplimiento.

Tabla 2.20. Parámetros de rendimiento del bloque de filtrado paso alto, incluyendo sus especificaciones iniciales y los resultados del diseño analítico.

	$v_{IN_{p-p}}$ (V)	$v_{OUT_{p-p}}$ (V)	$ \Delta_0 $ (V/V)	BW (Hz)
Especificaciones	[0, 110] m	[0, 110] m	1	[50, ∞)
Analítico	[0, 110] m	[0, 110] m	1	[-68, ~1 M]

2.4.2 Simulación en PSPICE

La simulación del bloque de filtrado paso alto hace uso de la relación de componentes de las librerías de PSPICE enumerados en la Tabla 2.21. Utilizando estos componentes, se ha simulado el circuito cuyo esquemático se incluye en la Fig. 2.35. Como puede observarse en la Tabla 2.21, el circuito se ha alimentado con un voltaje de $+5\text{ V}$ y -5 V , y con valores de resistencias $R = R_1 = R_2 = 12\text{ k}\Omega$ y condensadores $C = C_1 = C_2 = 0.3\text{ }\mu\text{F}$, lo que debería resultar en una frecuencia de corte f_0 similar a su valor objetivo. Por otro lado, las resistencias de control, R_A y R_B , toman valores para conseguir una ganancia de 0 dB en la banda de paso del FPA. Finalmente, se ha incluido el modelo del amplificador operacional UA741, disponible en la librería de dispositivos OPAMP de PSPICE.

Tabla 2.21. Relación de componentes utilizados en la simulación PSPICE del bloque de filtrado paso alto.

Componente	Nombre	Tipo	Parámetros	Librería PSPICE
Tierra	-	GND	-	CAPSYM
Fuente de DC	V2, V3	VDC	$\pm 5\text{ V}$	CAPSYM
Fuente de AC	V1	VSIN	$AC = 1\text{ V}$	SOURCE
Resistencia	R1, R2	R	$12\text{ k}\Omega$	ANALOG
Resistencia	RA	R	$500\text{ k}\Omega$	ANALOG
Resistencia	RB	R	$1\text{ k}\Omega$	ANALOG
Capacidad	C1, C2	C	$0.3\text{ }\mu\text{F}$	ANALOG
Amplificador operacional	U1	uA741	-	OPAMP

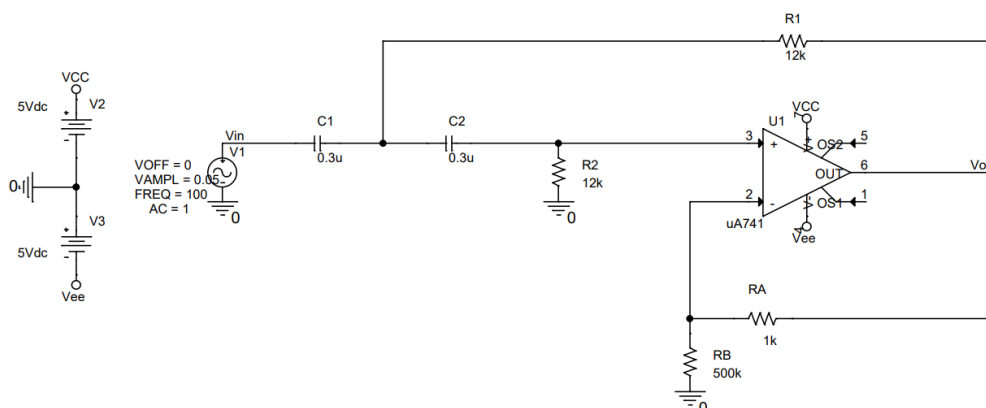


Fig. 2.35. Esquemático de la simulación PSPICE del bloque de filtrado paso alto.

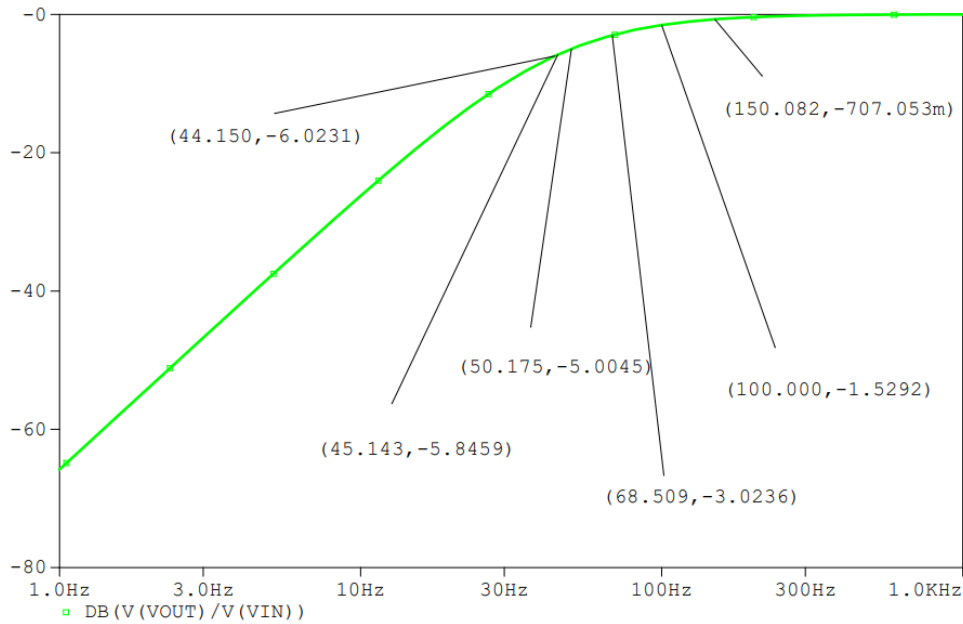


Fig. 2.36. Resultados de la simulación de AC en PSPICE del bloque de filtrado paso alto.

El análisis realizado ha sido de tipo frecuencial o AC; dado que un análisis de tipo transitorio no expulsa resultados de interés para la caracterización del rendimiento del FPA. Así pues, la simulación de AC ha consistido en un barrido de la señal una entrada, de amplitud 1 V, entre 1 Hz y 1 kHz. Los resultados de esta simulación se incluyen en la Fig. 2.36; incluyendo etiquetas para ilustrar los puntos de mayor interés. Observando estos marcadores, se aprecia que la atenuación de 6dB se alcanza a la frecuencia de 44 Hz. Además, como anticipaban los resultados del programa de MATLAB, para la frecuencia de 45 Hz, la atenuación se sitúa en los 5.85 dB. Por otro las componentes frecuenciales en 50 Hz sufren una atenuación de 5 dB; dato también previsto por el programa, aunque superior a los 3 dB del límite de la banda de paso. En este sentido, la caída de -3 dB en la ganancia del filtro se obtiene para la frecuencia concreta de 68 Hz. Finalmente, en la frecuencia de 100 Hz, localizada dentro de la banda de paso, la atenuación es de 1.5 dB; lo que implica ciertas pérdidas en la banda de interés de la señal EMG.

El montaje de los circuitos prototipo hace uso de una resistencia R_A en forma de potenciómetro de 1 k Ω ; para posibilitar una pequeña variación de la ganancia del filtro si fuese necesario. Además, se sustituye la resistencia R_2 por un potenciómetro de 20 k Ω , para poder sintonizar la frecuencia de corte y corregir desviaciones debidas a la tolerancia de los dispositivos. Por tanto, este potenciómetro en R_2 permite variar la frecuencia de corte entre los siguientes valores:

$$f_{0_{min}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_{2_{max}} C_1 C_2}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{12 \text{ k}\Omega \cdot 20 \text{ k}\Omega \cdot 0.3 \mu\text{F} \cdot 0.3 \mu\text{F}}} = 34.2 \text{ Hz} \quad (2.38)$$

$$f_{0_{max}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_{2_{min}} C_1 C_2}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{12 \text{ k}\Omega \cdot 50 \text{ }\Omega \cdot 0.3 \text{ }\mu\text{F} \cdot 0.3 \text{ }\mu\text{F}}} = 684.89 \text{ Hz}$$

De forma análoga, el potenciómetro en R_2 permite una variación de la ganancia del filtro, para la frecuencia de 50 Hz, entre -1.49 dB y -53.32 dB.

$$R_2 = 50 \text{ }\Omega \rightarrow \begin{cases} Q = \sqrt{\frac{R_2}{R_1} \frac{C_1 C_2}{(C_1 + C_2)^2}} = 0.032 \\ w_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} = 4303.3 \text{ rad/s} \\ |F(2\pi \cdot 50 \text{ Hz})| = \frac{|A_0|}{\sqrt{\left(1 - \frac{w^2}{w_0^2}\right)^2 + \left(\frac{w}{Q w_0}\right)^2}} = -53.32 \text{ dB} \end{cases} \quad (2.39)$$

$$R_2 = 20 \text{ k}\Omega \rightarrow \begin{cases} Q = \sqrt{\frac{R_2}{R_1} \frac{C_1 C_2}{(C_1 + C_2)^2}} = 0.645 \\ w_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} = 215.1 \text{ rad/s} \\ |F(2\pi \cdot 50 \text{ Hz})| = \frac{|A_0|}{\sqrt{\left(1 - \frac{w^2}{w_0^2}\right)^2 + \left(\frac{w}{Q w_0}\right)^2}} = -1.49 \text{ dB} \end{cases}$$

Finalmente, es importante calcular la frecuencia para la que se produce una caída de 3dB en la ganancia del FPA, y realizar la comparación de dicho valor con el resultado de la simulación en PSPICE. Una vez fijando el valor de potenciómetro a $R_2 = 12 \text{ k}\Omega$, se calcula la frecuencia para la que se cumple la condición de $|F(jw)| = -3 \text{ dB}$, y se obtiene una atenuación de 3 dB en 68 Hz, según lo indicado en las expresiones de (2.40).

$$R_2 = 12 \text{ k}\Omega \rightarrow \begin{cases} Q = \sqrt{\frac{R_2}{R_1} \frac{C_1 C_2}{(C_1 + C_2)^2}} = 0.5 \\ w_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} = 277.77 \text{ rad/s} \\ |F(jw_{-3dB})| = -3 \text{ dB} \Rightarrow f_{-3dB} = 68 \text{ Hz} \end{cases} \quad (2.40)$$

Como se puede apreciar en la Tabla 2.22, los resultados de la simulación del FPA mediante PSPICE son similares a las especificaciones impuestas al bloque, así como a los resultados del estudio analítico. La principal desviación aparece en las pérdidas en la banda de paso; la cual presenta un valor de $|\Delta_0| = 0.84$ V/V para la frecuencia central de $f = 100$ Hz. Sin embargo, este efecto no supone ningún inconveniente, ya que estas pérdidas serán compensadas por el bloque de amplificación de tensión del sistema. Por otro lado, la frecuencia de corte -3 dB se sitúa en los 68 Hz, en lugar de los 50 Hz de las especificaciones iniciales. De nuevo, este hecho no es problemático, ya que el potenciómetro R_2 incluido en los prototipos permite sintonizar la frecuencia f_0 y cambiar la atenuación existente en 50 Hz, en caso de ser requerido.

Tabla 2.22. Parámetros de rendimiento del bloque de filtrado paso alto, incluyendo sus especificaciones iniciales, resultados del diseño analítico y resultados de simulación en PSPICE.

	$v_{IN_{p-p}}$ (V)	$v_{OUT_{p-p}}$ (V)	$ \Delta_0 $ (V/V)	BW (Hz)
Especificaciones	[0, 110] m	[0, 110] m	1	[50, ∞)
Analítico	[0, 110] m	[0, 110] m	1	[-68, ~1 M]
PSPICE	[0, 110] m	[0, 83.85] m	0.84	[68, 1 k]

2.5 Amplificador de tensión

Tras la eliminación de las componentes no deseadas de señal mediante el FPB y el FPA, se obtiene como resultado una señal de salida limitada en una banda de frecuencias aproximada de [50 150] Hz, y con una amplitud máxima inferior a los 110 mV_{p-p}.

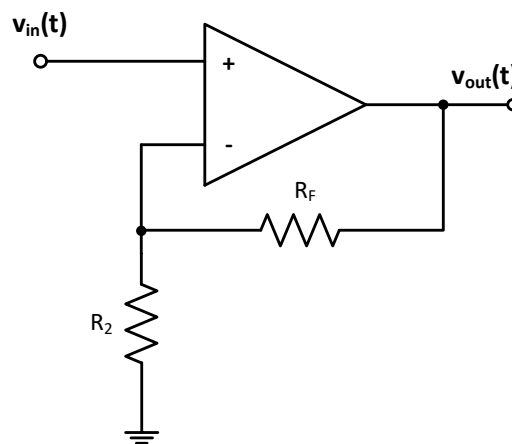


Fig. 2.37. Arquitectura de amplificador de tensión no inversor.

Para garantizar un manejo preciso de la señal por parte del microcontrolador final, esta señal debe amplificarse hasta alcanzar el rango de entrada del ADC del microcontrolador. Para ello, se hace uso de la etapa de amplificación de tensión, que tiene el único objetivo de introducir dicha ganancia necesaria. En este caso, se ha

optado por una topología de amplificador no inversor; habitualmente utilizada con señales de tipo simple o *single-ended*. Este tipo de circuitos es relativamente sencillo de diseñar e implementar; y consta de un amplificador operacional, y dos resistencias en el lazo de realimentación negativa; tal y como se aprecia en el esquemático de la Fig. 2.37.

2.5.1 Estudio analítico

Teniendo en cuenta las condiciones relacionadas con el uso del modelo ideal del amplificador operacional, incluidas en la ecuación (2.30), y analizando las intensidades circulando por los dispositivos pasivos del circuito, es posible obtener un conjunto de expresiones que permite conocer la expresión de la ganancia en tensión del amplificador.

$$\left. \begin{array}{l} (1) \quad v_+ = v_- = v_{IN} \\ (2) \quad i_{R_F} = i_{R_2} = \frac{v_{OUT} - v_-}{R_F} = \frac{v_-}{R_2} \end{array} \right\} \Rightarrow \Delta_v = 1 + \frac{R_F}{R_2} \quad (2.41)$$

Debido a que las especificaciones iniciales del bloque amplificador indican una ganancia objetivo de 45.45 V/V, es sencillo calcular la relación que ha de existir entre las resistencias R_F y R_2 ; de forma que:

$$45.45 = 1 + \frac{R_F}{R_2} \Rightarrow R_F = 45.45 \cdot R_2 \quad (2.42)$$

Por lo tanto, la resistencia R_2 deberá ser, al menos, 45.5 veces menor que R_F . En el caso de seleccionar una resistencia R_F de valor 500 k Ω , la resistencia R_2 deberá tomar un valor de 11 k Ω . Debido a que 11 k Ω no es un valor estándar de resistencia, y a que las fases de filtrado anteriores introducen cierta atenuación a la señal EMG, se elegirá una resistencia R_2 implementada por un potenciómetro de valor 10 k Ω ; el cual nos podrá aportar una ganancia sintonizable:

$$\begin{aligned} \Delta_{v_{min}} &= 1 + \frac{R_F}{R_{2_{max}}} = 1 + \frac{500 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega} = 51 \text{ V/V} \\ \Delta_{v_{max}} &= 1 + \frac{R_F}{R_{2_{min}}} = 1 + \frac{500 \text{ k}\Omega}{50 \Omega} = 10001 \text{ V/V} \end{aligned} \quad (2.43)$$

En este caso, se ha elegido 50 Ω como valor mínimo para el potenciómetro R_2 , puesto que los dispositivos caracterizados en el laboratorio no alcanzan un valor de 0 Ω , y presentan un valor mínimo cercano a los 50 Ω . Adicionalmente, debe considerarse que, a pesar de que la ganancia teórica máxima sea de 10001 V/V, la tensión máxima de salida estará limitada por el *swing* de voltaje de salida del amplificador operacional UA741CP; dependiente de sus tensiones de alimentación.

Para terminar el estudio analítico, hay que recordar que los amplificadores no inversores pueden producir un voltaje de *offset* debido a las corrientes de polarización de las entradas (~ 10 nA). La solución a este problema consiste en conectar al terminal de entrada positivo una carga equivalente a la vista por el terminal negativo, es decir, una resistencia con el valor del paralelo de R_F y R_2 [9].

Finalmente, y con fines comparativos, la Tabla 2.23 muestra la relación de prestaciones del diseño analítico del bloque de amplificación de tensión; así como el conjunto de especificaciones iniciales impuesto a dicho bloque.

Tabla 2.23. Parámetros de rendimiento del bloque de amplificación de tensión, incluyendo sus especificaciones iniciales y los resultados del diseño analítico.

	$v_{IN_{p-p}}$ (V)	$v_{OUT_{p-p}}$ (V)	Δ_V (V/V)	BW (Hz)
Especificaciones	[0, 110] m	[0, 5]	45.45	[0, ∞)
Analítico	[0, 110] m	[0, 5.61]	51	[0, -19.6 k]

2.5.2 Simulación en PCPICE

A la hora de realizar la simulación en PSPICE del bloque amplificador, se va a hacer uso del conjunto de componentes indicado en la Tabla 2.24, y disponibles en las librerías del programa. Con estos componentes, se implementará el circuito mostrado en la Fig. 2.38; el cual presenta un voltaje de alimentación de +5 V y -5 V, y unas resistencias R_F y R_2 , de valor 500 k Ω y 10 k Ω , respectivamente. Por otro lado, las resistencias R_{F1} y R_3 se han seleccionado con valores de 500 k Ω y 10 k Ω , respectivamente; y sirven para limitar el citado voltaje de *offset* debido a las corrientes de polarización de entrada del amplificador operacional. Como se ha comentado anteriormente, se utiliza el amplificador operacional de propósito general UA741CP para la implementación de este bloque amplificador.

Tabla 2.24. Relación de componentes utilizados en la simulación PSPICE del bloque de amplificación de tensión.

Componente	Nombre	Tipo	Parámetros	Librería PSPICE
Tierra	-	GND	-	CAPSYM
Fuente de DC	V2, V3	VDC	± 5 V	CAPSYM
Fuente de AC	V1	VSIN	VOFF = 0 V VAMPL = 50 mV FREQ = 100 Hz AC = 1 V	SOURCE
Resistencia	RF, R1F	R	500 k Ω	ANALOG
Resistencia	R2, R3	R	10 k Ω	ANALOG
Amplificador operacional	U1	uA741	-	OPAMP

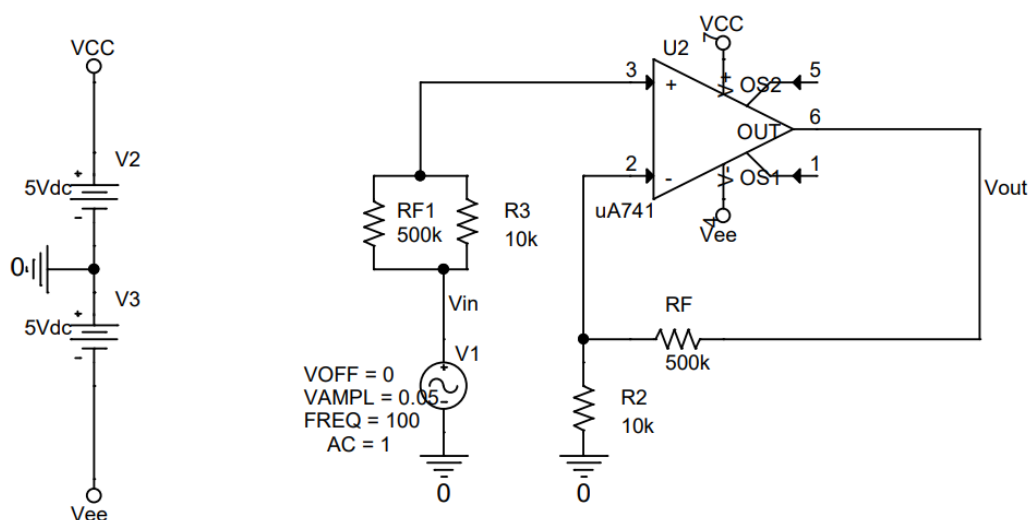


Fig. 2.38. Esquemático de la simulación PSPICE del bloque de amplificación de tensión.

- **Simulación en alterna (AC).** En el análisis de frecuencial del amplificador no inversor se observa en la Fig. 2.39. Los resultados muestran que, en el rango de frecuencias de interés, la señal mantiene una ganancia constante de 34.149 dB; lo que equivale a una ganancia lineal de 50.98 V/V; y similar a la esperada. Además, se puede apreciar que las frecuencias de atenuación 3 dB y 6 dB se sitúan en los 19.3 kHz y los 33.4 kHz, respectivamente. Ambas frecuencias se encuentran en una posición muy alejada del límite superior de la banda de la señal EMG.

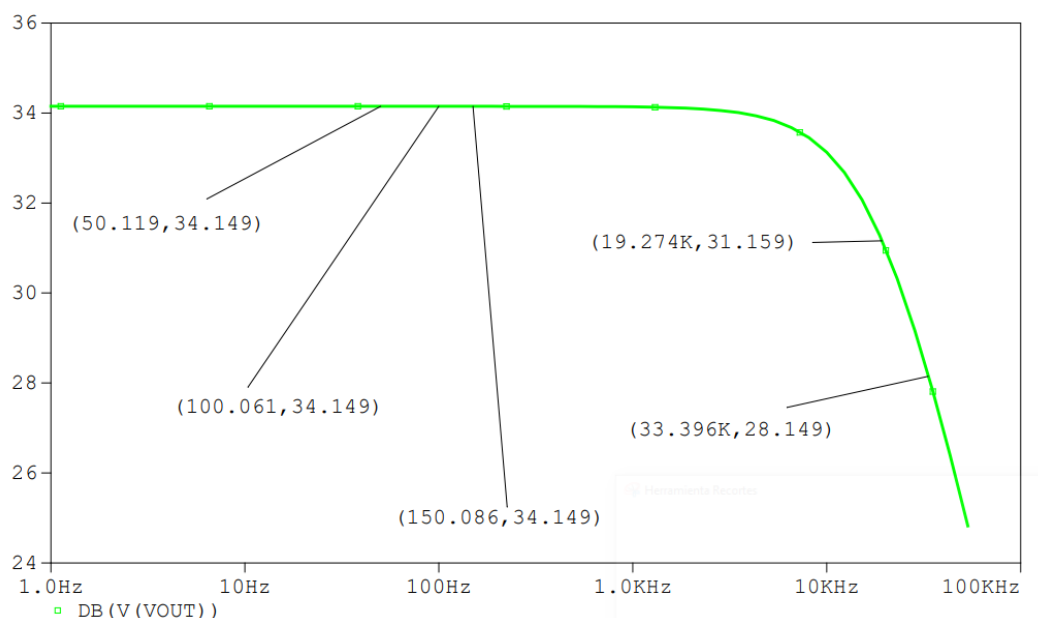


Fig. 2.39. Resultados de la simulación de AC en PSPICE del bloque de amplificación de tensión.

- **Simulación transitoria.** Por otra parte, se ha realizado un análisis temporal del amplificador no inversor, con la finalidad de observar el cumplimiento de las restricciones de *swing* de salida. Así, la Fig. 2.40 muestra los resultados de la simulación, para una entrada de frecuencia 100 Hz, donde se aprecia que la ganancia entre las señales de salida y entrada es de unos 51 V/V, para el potenciómetro R_2 configurado a 10 k Ω . En este caso particular, la señal de salida se mantiene por debajo de los límites del amplificador operacional, lo que garantiza la amplificación de la señal sin la aparición del fenómeno de distorsión.

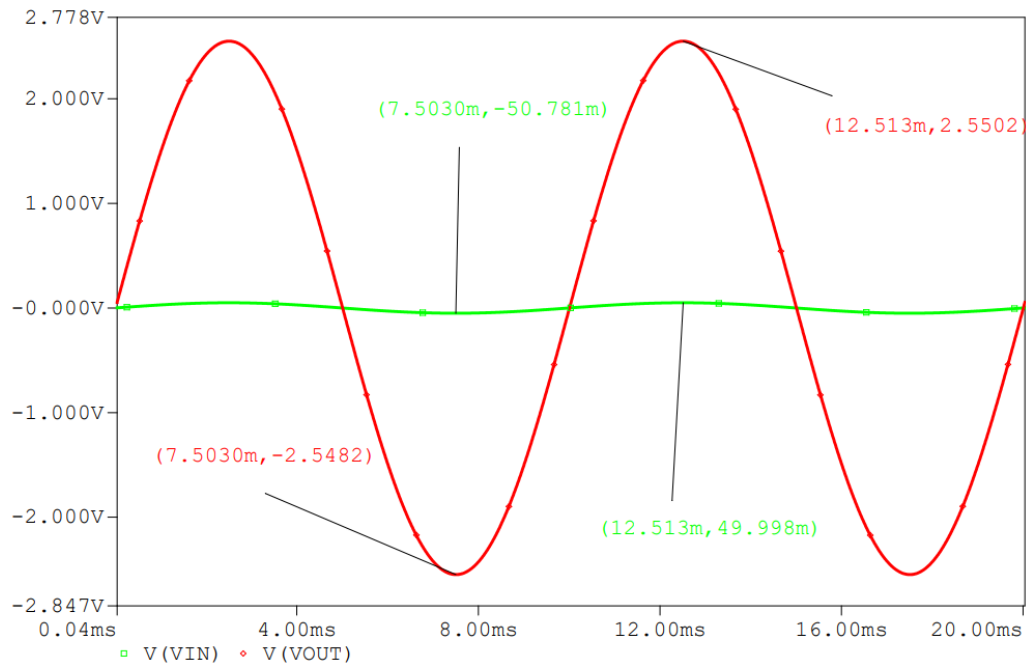


Fig. 2.40. Resultados de la simulación transitoria en PSPICE del bloque de amplificación de tensión.

A modo de resumen, la Tabla 2.25 contiene los resultados de la simulación del amplificador no inversor mediante PSPICE, comparados con las especificaciones iniciales de este bloque, así como con los resultados del modelado analítico. Como se puede apreciar, los valores obtenidos respetan las especificaciones impuestas; además de presentar una ganancia en tensión ligeramente superior para compensar la atenuación producida en la banda de paso de los bloques previos de filtrado.

Tabla 2.25. Parámetros de rendimiento del bloque de amplificación de tensión, incluyendo sus especificaciones iniciales, resultados del diseño analítico y resultados de simulación en PSPICE.

	$v_{IN_{p-p}}$ (V)	$v_{OUT_{p-p}}$ (V)	Δ_V (V/V)	BW (Hz)
Especificaciones	[0, 110] m	[0, 5]	45.45	[0, ∞)
Analítico	[0, 110] m	[0, 5.61]	51	[0, -19.6 k]
PSPICE	[0, 100] m	[0, 5.1]	51	[-0, 19.3 k]

2.6 Elevador de tensión

Como se ha descrito en el apartado previo, la salida del amplificador no inversor presenta señales desde un valor mínimo de -2.5 V hasta un valor máximo de 2.5 V . Sin embargo, el microcontrolador utilizado, modelo Arduino Nano, únicamente acepta señales entre 0 V y 5 V en sus pines de entrada analógicos [10] [11]. Por esta razón, es necesario incluir esta etapa elevadora de tensión, encargada de añadir una tensión continua (DC) de valor $V_{OUT} = 2.5\text{ V}$ a la señal de salida de amplificador de tensión; de forma que la variación de la señal se encuentre entre los 0 V y los 5 V . Para tal fin, se hace uso de la configuración mostrada en la Fig. 2.41, compuesta de una capacidad C_1 para el filtrado de la componente de DC hacia el bloque previo, y un divisor de tensión resistivo para conseguir una tensión continua de 2.5 V .

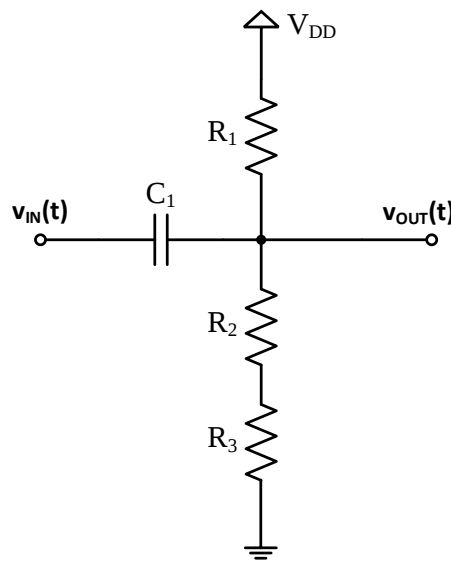


Fig. 2.41. Arquitectura del bloque elevador de tensión.

2.6.1 Estudio analítico

Un primer estudio analítico de este bloque consiste en dimensionar correctamente las resistencias para obtener una tensión de salida en DC de valor $V_{OUT} = 2.5\text{ V}$. Así pues, el estudio del circuito de la Fig. 2.41 permite apreciar cómo las resistencias forman un divisor de tensión, obteniéndose una expresión de tensión continua de salida expuesta en (2.44). En este caso, se ha seleccionado los valores de $R_1 = 8.2\text{ k}\Omega$, $R_2 = 1\text{ k}\Omega$ y $R_3 = 8.2\text{ k}\Omega$; generando una tensión de salida de aproximada de $V_{OUT} = 2.64\text{ V}$. Los valores estas resistencias están por debajo de los $10\text{ k}\Omega$ recomendados por la documentación del microcontrolador [10] [11]; aunque presentan un valor elevado para limitar el consumo de potencia continuo en este bloque a 1.45 mW . Además, se ha optado por utilizar un potenciómetro de $1\text{ k}\Omega$ como resistencia R_2 ; de forma que sea posible regular el nivel de tensión de *offset*, y compensar posibles desviaciones respecto al valor de $V_{OUT} = 2.5\text{ V}$ objetivo.

$$V_{OUT} = V_{DD} \frac{R_2 + R_3}{R_2 + R_3 + R_1} = 2.64 \text{ V} \quad (2.44)$$

Por otra parte, la presencia del conjunto condensador-resistencias en el circuito implica un comportamiento en frecuencia dado por la expresión (2.45). Como se puede apreciar, dicha respuesta corresponde a la de un filtro paso alto de primer orden. Los valores de la capacidad C_1 y la resistencia equivalente $R_{eq} = [R_1 || (R_2 + R_3)]$, deben seleccionarse para que la frecuencia de corte inferior f_0 del filtro sea menor que 50 Hz; de forma que no atenúe la señal EMG de interés. En este caso, la combinación de valores $C_1 = 10 \mu\text{F}$, $R_1 = 8.2 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$ y $R_3 = 8.2 \text{ k}\Omega$, implica una frecuencia de corte inferior en $f_0 = 3.67 \text{ Hz}$; por lo que este bloque no introduce atenuación en la banda de interés de $[50, 150] \text{ Hz}$. Para terminar, debe destacarse que para este análisis no se ha considerado la influencia de la impedancia de entrada del terminal analógico del microprocesador, ya que su valor nominal de $100 \text{ M}\Omega$ es lo suficientemente elevado como para no afectar a la respuesta del bloque [11].

$$H(j\omega) = \frac{j\omega R_{eq} C_1}{1 + j\omega R_{eq} C_1} \Rightarrow f_0 = \frac{1}{2\pi R_{eq} C_1} = 3.67 \text{ Hz} \quad (2.45)$$

Como resumen, la Tabla 2.26 contiene la comparativa de las especificaciones inicialmente impuestas, junto con los resultados obtenidos tras el estudio analítico, y consiguiente selección de componentes, para este bloque elevador de tensión.

Tabla 2.26. Parámetros de rendimiento del bloque elevador de tensión, incluyendo sus especificaciones iniciales y los resultados del diseño analítico.

	v_{IN} (V)	v_{OUT} (V)	$ \Delta_V $ (V/V)	BW (Hz)
Especificaciones	[-2.5, 2.5]	[0, 5]	1	$[0, \infty)$
Analítico	[-2.5, 2.5]	[0, 5]	1	$[3.67, \infty)$

2.6.2 Simulación en PSPICE

El montaje del circuito del elevador de tensión se muestra en la imagen de la Fig. 2.42. La relación de componentes utilizados, y obtenidos de las librerías de PSPICE, se incluye en la Tabla 2.27. Así, es posible apreciar como la tensión de alimentación del bloque, al igual que para los bloques previos, se ha fijado a un valor de 5 V. Además, las resistencias seleccionadas para realizar el divisor de tensión toman los valores previamente definidos de $R_1 = 8.2 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$ y $R_3 = 8.2 \text{ k}\Omega$. Por otro lado, la capacidad de desacoplo presenta un valor de $C_1 = 10 \mu\text{F}$; de forma que la respuesta en frecuencia del bloque no presente atenuación en la banda de interés de la señal de $[50, 150] \text{ Hz}$. Para la completa caracterización del elevador de tensión se han realizado dos tipos de análisis: un primer análisis de tipo transitorio para comprobar las formas de onda de las señales; y un segundo análisis en alterna (AC) para obtener la respuesta frecuencial del bloque y su frecuencia de corte inferior.

Tabla 2.27. Relación de componentes utilizados en la simulación PSPICE del bloque elevador de tensión.

Componente	Nombre	Tipo	Parámetros	Librería PSPICE
Tierra	-	GND	-	CAPSYM
Fuente de DC	V2	VDC	5 V	CAPSYM
Fuente de AC	V1	VSIN	VOFF = 0 V VAMPL = 2.5 V FREQ = 100 Hz AC = 1 V	SOURCE
Resistencia	R1, R3	R	8.2 k Ω	ANALOG
Resistencia	R2	R	1 k Ω	ANALOG
Condensador	C1	C	10 μ F	ANALOG

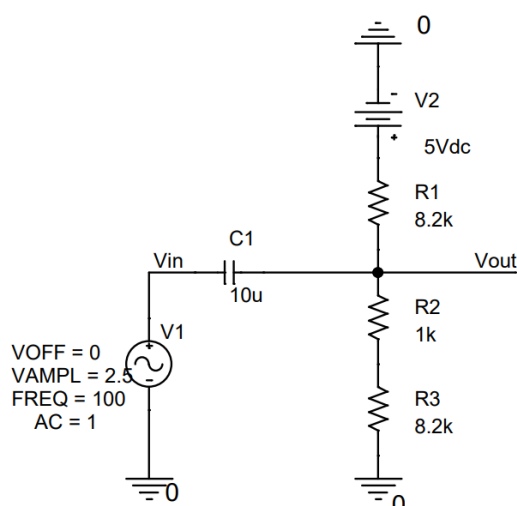


Fig. 2.42. Esquemático de la simulación PSPICE del bloque elevador de tensión.

- **Simulación transitoria.** En el análisis temporal del elevador de tensión es posible comprobar que la tensión de salida presenta un *offset* cercano a los 2.5 V objetivo. De esta forma, la señal de salida será idéntica a la señal de entrada, aunque centrada en un nivel de 2.5 V, y con una amplitud pico-pico de 5 V; de forma que se aproveche al máximo rango de entrada del ADC de Arduino. Además, la observación de las gráficas permite apreciar cómo la tensión de salida v_{OUT} excede el límite superior de 5 V; pudiendo llegar a distorsionarse. Este problema es fácilmente evitable, tanto mediante el control del nivel de *offset* realizado a través del potenciómetro R_2 ; como haciendo uso de la sintonización de los valores de ganancia de los bloques anteriores, especialmente del bloque de amplificación de tensión previo.

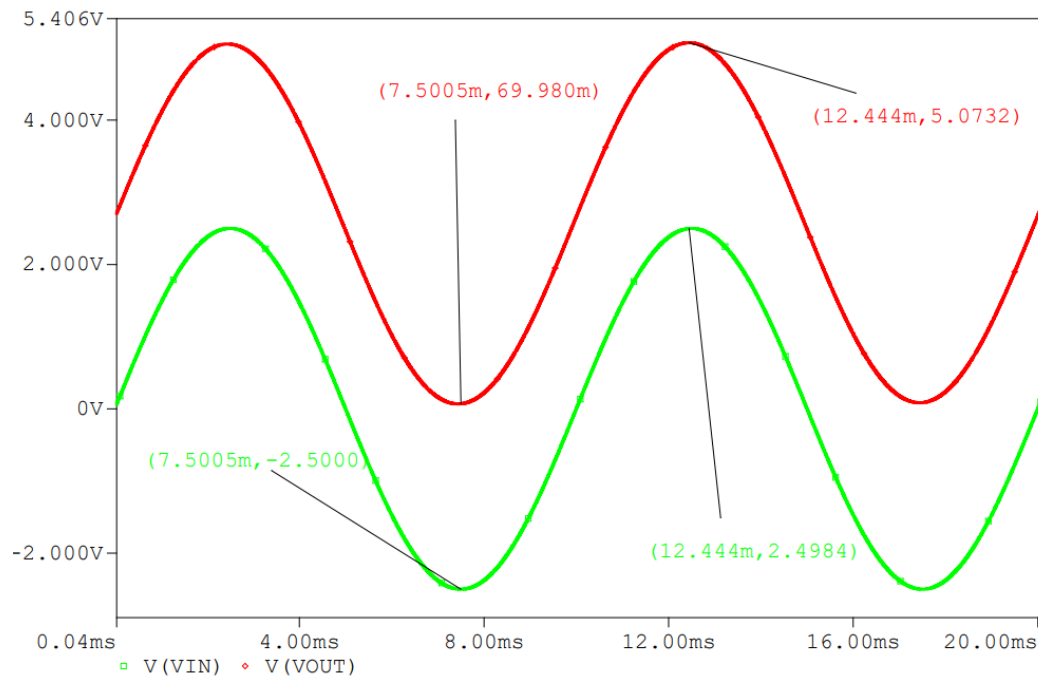


Fig. 2.43. Resultados de la simulación transitoria en PSPICE del bloque elevador de tensión.

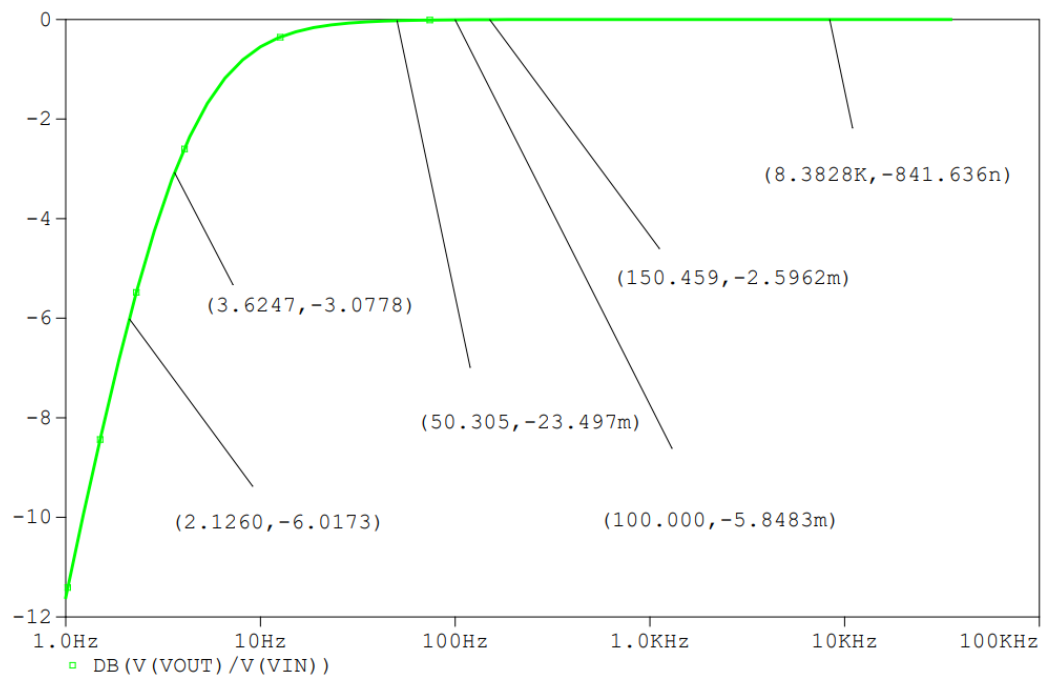


Fig. 2.44. Resultados de la simulación de AC en PSPICE del bloque elevador de tensión.

- **Simulación en alterna (AC).** Realizando un análisis frecuencial de la tensión de salida, para una señal de entrada de 1 V de amplitud, es posible observar que el elevador de tensión presenta una ganancia constante de 0 dB para la banda de frecuencias de interés. Por el contrario, para frecuencias inferiores a los 3.63 Hz,

la atenuación es mayor o igual a 3dB. Este comportamiento es similar al predicho en el estudio analítico del bloque, el cual estimaba un comportamiento de este como filtro paso alto de primer orden, con una frecuencia de corte inferior de 3.67 Hz. De un modo anecdótico, la modificación del valor del potenciómetro R_2 permite una ligera variación de esta frecuencia de corte inferior, desde los 3.67 Hz, hasta los 3.87 Hz.

Para finalizar la caracterización de bloque elevador de tensión, se facilita la Tabla 2.28 con los valores de rendimiento correspondientes al diseño analítico y a las simulaciones en PSPICE; junto con las especificaciones inicialmente impuestas para el diseño del bloque. Como se puede observar, el conjunto de requerimientos de partida se ha satisfecho y, además, el uso de un potenciómetro en la posición de la resistencia R_2 ha dotado al circuito de la capacidad de sintonización de la tensión de offset entre 2.51 V y 2.67 V.

Tabla 2.28. Parámetros de rendimiento del bloque elevador de tensión, incluyendo sus especificaciones iniciales, resultados del diseño analítico y resultados de simulación en PSPICE.

	v_{IN} (V)	v_{OUT} (V)	$ \Delta_V $ (V/V)	BW (Hz)
Especificaciones	[-2.5, 2.5]	[0, 5]	1	[0, ∞)
Analítico	[-2.5, 2.5]	[0, 5]	1	[3.46, ∞)
PSPICE	[-2.5, 2.5]	[0, 5]	1	[3.6, ∞)

2.7 Microcontrolador

Para lograr el movimiento de la mano protésica se requiere del bloque del microcontrolador; el cual es el encargado de recibir la señal analógica proveniente del sistema, tras su acondicionamiento, y de convertirla en una señal digital mediante su ADC interno. A partir de las medidas recogidas por el microcontrolador, y en función de las características de estas, este bloque decidirá cuando mover o detener el servo motor que controla la mano protésica. En este sentido, tal y como se ha comentado, es necesario realizar la conversión de la señal analógica EMG acondicionada a una señal digital que pueda ser analizada por el microcontrolador. Los conversores ADC tienen un rango determinado de voltaje de entrada, referente a la amplitud máxima de la señal analógica pueden convertir. En otras palabras, los ADC poseen unas tensiones de entrada máxima y mínima, fuera de las cuales no se registran los cambios en la señal de entrada. Así pues, el conversor ADC convierte la señal analógica en una señal digital de un determinado número de bits; lo que determina la resolución de dicho convertidor. Otro aspecto importante a la hora de elegir un ADC es la tasa de muestreo; que hace referencia al número de muestras de la señal que este obtiene por cada segundo. Esta tasa, o frecuencia de muestreo, debe cumplir el teorema de Nyquist para garantizar la recuperación de la señal original, por lo que su valor mínimo deberá ser de $f_s = 2 \cdot f_{max} = 300$ Hz.

El microcontrolador elegido ha sido Arduino Nano, ya que este cuenta con 8 pines (numerados como A0-A7) con la capacidad de operar como entradas analógicas de su ADC interno. Este convertidor presenta una resolución de 10 bits y un rango de tensiones de entrada de 5 V; lo que equivale a un intervalo de cuantización aproximado de 4.9 mV [10] [11]. Por otro lado, el ADC interno de Arduino Nano, mediante el uso de la función *analogRead()*, está limitado a la adquisición de 10000 muestras por segundo de la señal; lo que implica una frecuencia de muestreo de 10 kHz, más que suficiente para la correcta digitalización de la señal EMG de interés.

A modo de resumen sobre el microcontrolador Arduino Nano, la Tabla 2.29 contiene las especificaciones generales del dispositivo, mientras que su estructura física se muestra detalladamente en la Fig. 2.45. Adicionalmente, la Tabla 2.30 incluye la relación de pines de entrada-salida del dispositivo, tanto analógicos como digitales, así como sus correspondientes identificadores y funcionalidades. Para finalizar, la Fig. 2.46 muestra las dimensiones generales de la placa de Arduino Nano; especialmente relevantes a la hora de diseñar la placa de circuito impreso (PCB) utilizada para la implementación del sistema prototipo de este trabajo.

Tabla 2.29. Resumen de características principales de Arduino Nano; extraído de [10] [11].

	Características
Microcontrolador ATMega328	• Procesador de 8 bits de bajo consumo y alto rendimiento. • Con un reloj de 16MHz puede conseguir hasta 16MIPS (Millones de Instrucciones Por Segundo). • 32kB de memoria <i>flash</i> de los cuales 2kB son usados por el gestor de arranque. • SRAM interna de 2kB. • EPROM de 1kB. • 32 registros de propósito general de tamaño 8 bits. • Contador en tiempo real con oscilador separado. • Seis canales PWM (Modulación de ancho de pulso). • USART (transmisión y recepción asíncrona universal) serie programable. • Interfaz SPI (interfaz serie de periféricos) maestro/esclavo.
Alimentación	• Conector Micro USB. • 5 V en el pin 27. • De 6 a 20 V en el pin 30.
Modos de operación	• Modo inactivo. • Reducción de ruido ADC. • Modo ahorro de energía. • Modo de espera.

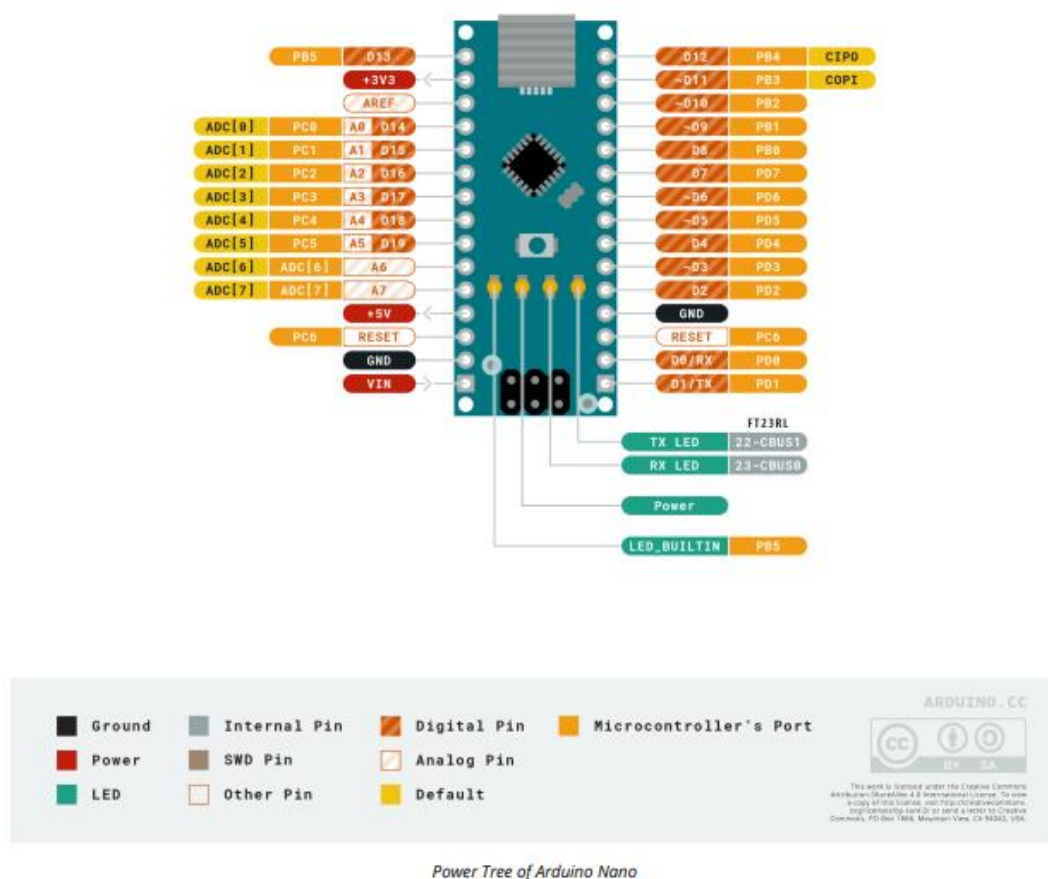
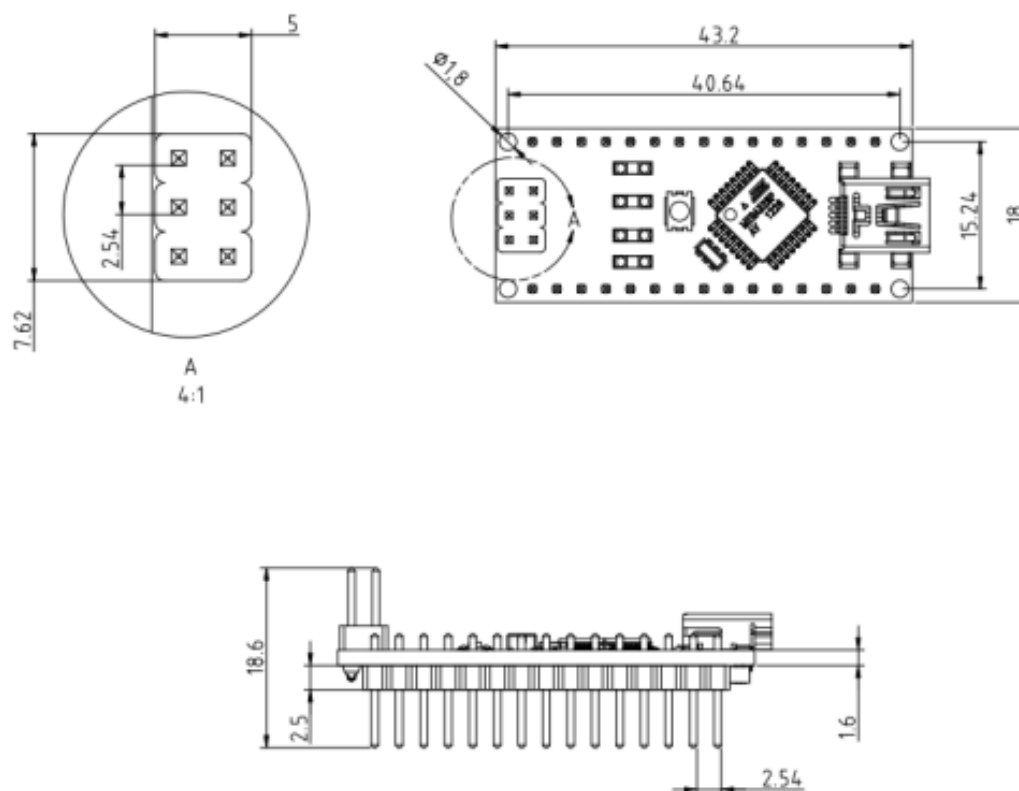


Fig. 2.45. Aspecto y relación de pines de entrada-salida de Arduino Nano; extraído de [10].

Tabla 2.30. resumen de pines de entrada-salida de Arduino Nano; extraído de [10].

Clasificación	Nombre	Tipo	Descripción
Pines analógicos	+3V3	Alimentación	Alimentación USB de 5 V
	A0	Analógico	Entrada/Salida analógica 0 (GPIO)
	A1	Analógico	Entrada/Salida analógica 1 (GPIO)
	A2	Analógico	Entrada/Salida analógica 2 (GPIO)
	A3	Analógico	Entrada/Salida analógica 3 (GPIO)
	A4	Analógico	Entrada/Salida analógica 4 (GPIO)
	A5	Analógico	Entrada/Salida analógica 5 (GPIO)
	A6	Analógico	Entrada/Salida analógica 6 (GPIO)
	A7	Analógico	Entrada/Salida analógica 7 (GPIO)
	+5V	Alimentación	Carril de alimentación de 5 V

	Reset	Reinicio	Reinicio
	GND	Alimentación	Tierra
	VIN	Alimentación	Alimentación
Pines digitales	D1/TX1	Digital	Entrada/Salida digital 1 (GPIO)
	D0/RX0	Digital	Entrada/Salida digital 0 (GPIO)
	D2	Digital	Entrada/Salida digital 2 (GPIO)
	D3	Digital	Entrada/Salida digital 3 (GPIO)
	D4	Digital	Entrada/Salida digital 4 (GPIO)
	D5	Digital	Entrada/Salida digital 5 (GPIO)
	D6	Digital	Entrada/Salida digital 6 (GPIO)
	D7	Digital	Entrada/Salida digital 7 (GPIO)
	D8	Digital	Entrada/Salida digital 8 (GPIO)
	D9	Digital	Entrada/Salida digital 9 (GPIO)
	D10	Digital	Entrada/Salida digital 10 (GPIO)
	D11	Digital	Entrada/Salida digital 11 (GPIO)
	D12	Digital	Entrada/Salida digital 12 (GPIO)
	D13	Digital	Entrada/Salida digital 13 (GPIO)
	Reset	Reinicio	Reinicio
	GND	Alimentación	Tierra
Pines del ATMega328	PB0	Interno	Pin de depuración
	PB1	Interno	Pin de depuración
	PB2	Interno	Pin de depuración
	PB3	Interno	Pin de depuración
	PB4	Interno	Pin de depuración
	PB5	Interno	Pin de depuración



Mechanical dimensions of Arduino Nano

Fig. 2.46. Características físicas de Arduino Nano; extraído de [10].

2.7.1 Funcionamiento

Arduino nació en Italia en 2003, en el *Interaction Design Institute Ivrea*, como una herramienta de creación de prototipos electrónicos que permitieran interactuar con el entorno mediante el uso de sensores y actuadores [10]. Una de las ventajas por las que Arduino ha ganado su popularidad es que, al contrario de otros microcontroladores, no necesita un hardware específico para realizar su programación, si no que basta con tener un ordenador y un cable de conexión USB. Además, los programas de Arduino se escriben en una versión simplificada de C++, lo que hace que sea fácil de programar incluso para usuarios principiantes. Así, Arduino es, tanto una placa de circuitos impresa programable, como un software (Arduino IDE), con el cual se programa dicha placa de circuitos. Entre otros, las placas de Arduino son capaces de leer entradas (señales eléctricas, diversos sensores, etc.), y utilizar esas entradas para generar una salida (señales eléctricas, actuadores varios, transmisiones inalámbricas, etc.); lo que le dota de gran versatilidad y lo hace adecuado para un amplio rango de aplicaciones.

A continuación, se describirá el funcionamiento general del programa desarrollado para Arduino Nano, cuyo código se facilita en el capítulo de Anexos de este

documento. Este programa ha sido íntegramente desarrollado en la plataforma Arduino IDE, y debe cargarse en el microcontrolador a través de su puerto USB. Sus modos de operación se diferencian en los denominados “modo calibración” y “modo medida”, los cuales se detallan en los siguientes puntos.

- **Modo calibración.** Una vez cargado el código en la placa Arduino Nano, y tras conectar correctamente los electrodos; el sujeto debe relajar el brazo y presionar el botón de inicio de la placa. Así dará comienzo al proceso de calibración, que tiene el objetivo de recoger una serie de muestras de la señal EMG del brazo en reposo, promediar el valor máximo de estas, y obtener un valor medio que representará la amplitud media máxima de la señal EMG en reposo. Por tanto, la finalidad de la calibración es establecer el umbral mínimo de amplitud que deberán superar las señales EMG durante la flexión de la mano para activar el servomotor. Durante el proceso de calibración, Arduino Nano almacena un número de muestras de la señal establecido en una variable, llamada *numeroDeMuestras*, con un valor asignado de 300. Por otro lado, el espaciado temporal, o *delay*, entre cada muestra queda determinado por el valor de la variable *samplingFrequency*, y está establecido en 0.4 ms. Por tanto, el proceso de recogida de muestras para la calibración tiene una duración de, al menos, 0.12 segundos. Este número de muestras, junto con la frecuencia de muestreo utilizada de $f_s = 2.5$ kHz, son suficientes para muestrear la señal EMG comprendida entre los 50 Hz y los 150 Hz. Una vez que todas las muestras se han almacenado, el código localiza el valor máximo de entre todas las muestras; lo que corresponderá con el pico de máxima amplitud de la señal de la mano en reposo. Este valor se guarda temporalmente, y el proceso se repite un número de veces indicado por la variable *PeriodosDeCalibracion*, con valor inicial de 20. Tras la repetición de las iteraciones del proceso, los valores máximos recogidos se suman y se dividen entre el valor de *PeriodosDeCalibracion*, dando como resultado el valor medio de amplitud máxima para la mano en reposo. Para comunicar el estado del proceso con el usuario, se dispone de un conjunto de indicadores LED detallado en la Tabla 2.31. Así, durante la realización del proceso de calibrado se encenderá un LED de color rojo, como señalización de que ha de mantenerse la mano en reposo. Al finalizar este proceso, se apagará el LED rojo y se encenderá un LED verde que indica el final del proceso de calibración. Una vez completado el procedimiento de calibración, de 2.4 segundos de duración, el usuario podrá comenzar la toma activa de medidas de señales EMG en el “modo medida”.
- **Modo medida.** Tras completar satisfactoriamente el proceso de calibración, se podrá comenzar la realización de flexiones y relajaciones de la mano. Durante la realización de los movimientos, Arduino Nano repetirá constantemente el proceso de recogida de muestras de la señal EMG. Al igual que para el proceso de calibración, se identificará el valor máximo de cada intervalo de señal recogida, y se almacenará un número de valores máximos definido por la variable *indezSize*, fijada inicialmente a 5. Así pues, el programa calcula la media los últimos 5 valores máximos recogidos, y comprobará si su valor es superior a un umbral establecido

en el proceso de calibración. Por tanto, debido a su funcionalidad, este valor de referencia recibe la denominación de “umbral de movimiento”. Como se puede anticipar, este umbral de movimiento corresponderá con el valor medio de amplitud máxima del EMG para la mano en reposo, y coincide con el calculado durante el proceso de calibración del sistema. Finalmente, si la media de los 5 últimos valores máximos es superior al umbral de movimiento, se iluminará un LED amarillo como indicativo de movimiento del motor. Adicionalmente, se ha incluido en el prototipo un total de 4 LEDS de color azul, encargados de indicar la fuerza con la que se flexiona la mano. Para ello, se han determinado 4 niveles umbrales adicionales, y superiores al umbral de movimiento. De esta forma, cada vez que la media del valor máximo de señal EMG supere un cierto número de niveles umbrales, se activarán los LEDS azules correspondientes. A modo de resumen, la

- Tabla 2.32 incluye la relación de indicadores LED presentes en la placa prototipo, así como el mensaje asociado a su iluminación.

Tabla 2.31. Relación de indicadores LED de señalización.

Color del LED	Número de LEDS	Significado
Rojo	1	Modo de calibración
Verde	1	Modo de medida
Azul	4	Medida de fuerza de flexión
Amarillo	1	Activación del servomotor

Tabla 2.32. Relación de indicadores LED azules y umbrales de medida.

Número de umbral	Valor umbral	LEDS azules encendidos
1	$\bar{V}_{calibración} + V_{potenciómetro} + V_{estático}$	1
2	$\bar{V}_{calibración} + V_{potenciómetro} + V_{estático} \cdot 2$	2
3	$\bar{V}_{calibración} + V_{potenciómetro} + V_{estático} \cdot 3$	3
4	$\bar{V}_{calibración} + V_{potenciómetro} + V_{estático} \cdot 4$	4

2.8 Mano Impresa en 3D

La mano impresa en 3D es la parte mecánica del proyecto y consta de un gran número de piezas que deben ensamblarse con presión; las cuales se muestran en la Fig. 2.47. El mecanismo que permite la flexión de la mano esté formado principalmente por la unión de los dedos articulados y de dos conjuntos de hilos de nailon por cada dedo; que van desde su parte delantera hasta el final de la mano. Un

conjunto de hilos recorre este camino por la parte más cercana a la palma de la mano, mientras que otro conjunto recorre el torso de la mano. La existencia de estos dos conjuntos de hilos permite que al tensar el más cercano a la palma y destensar el restante, se produzca una flexión de la mano. Por el contrario, al tensar el conjunto que recorre la parte del torso y destensamos el conjunto que recorre la palma, se produce un estiramiento de la mano. El material de estos hilos fue elegido teniendo en cuenta, por un lado, que deben soportar la tensión generada por el motor sin romperse. Por otro lado, los hilos deben presentar cierto grado de elasticidad para que el motor no sufra tanto frente a una gran fuerza de resistencia.



Fig. 2.47. Fotografía de la mano impresa en 3D.

3 Fabricación

En este apartado se incluyen las descripciones de los sistemas prototipos realizados durante este proyecto, partiendo de una implementación en placa de prototipado, pasando por un montaje soldado en placa perforada, y llegando al sistema final sobre una placa de circuito impreso PCB de diseño propio. Para el caso particular de los dos últimos prototipos, se van a incluir medidas de rendimiento experimentales realizadas en el laboratorio, haciendo uso del equipamiento mostrado en la Fig. 3.1 y descrito en la Tabla 3.1. Así, Para cada bloque funcional del sistema, se incluirán sus parámetros de rendimiento más importantes y se compararán los resultados obtenidos, tanto con las especificaciones iniciales, como con las estimaciones obtenidas de sus estudios analíticos.

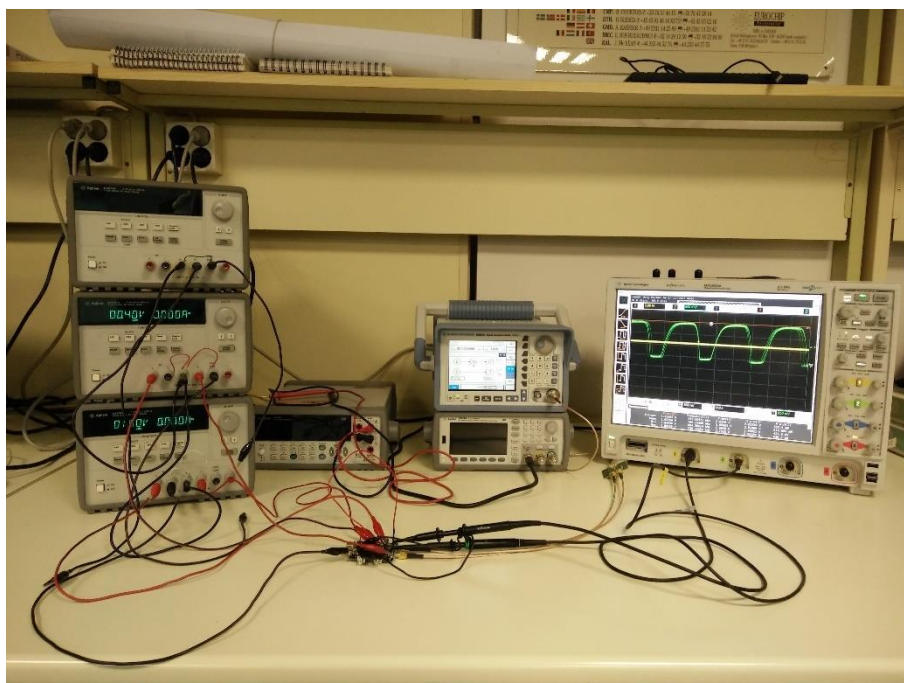


Fig. 3.1. Banco de medida del laboratorio de microelectrónica.

Tabla 3.1. Relación de equipos utilizados del banco de medidas.

Equipo	Referencia	Descripción
Fuente de alimentación	Agilent E3631A	Triple salida; 80 W; 6 V, 5 A & ± 25 V, 1 A
Generador de señal	Agilent 33522A	2 canales; frecuencia máxima 30 MHz
Multímetro digital	Agilent 34410A	6 1/2 dígitos de precisión
Osciloscopio digital	Agilent MSO9254A	4 canales analógicos; 16 canales digitales; frecuencia máxima de 2.5 GHz

3.1 Prototipo 01

El primer prototipo se implementó sobre una placa de prototipado, o *protoboard*. Este tipo de placas están orientadas al montaje rápido de prototipos, haciendo uso de dispositivos de tipo pasante o *through – hole*. En una primera aproximación, el sistema construido constaba únicamente de 3 de los 5 bloques del sistema, incluyendo los filtros paso bajo y paso alto, así como el amplificador no inversor; tal y como se muestra en la Fig. 3.2.

Este montaje inicial se realizó con la única intención de comprobar el correcto funcionamiento de los filtros y del amplificador de tensión; todos ellos constituidos por componentes electrónicos disponibles en el laboratorio de microelectrónica en ese momento. A partir de las medidas realizadas en el laboratorio, se ajustaron los valores de los dispositivos para mejorar el rendimiento de los bloques, y adecuarlo a las especificaciones iniciales. Además, se decidió la utilización del amplificador de instrumentación AD623BNZ para la realización del bloque de amplificación diferencial. Estas razones impulsaron la adquisición del nuevo material necesario, incluyendo placas perforadas sobre las que soldar componentes de agujero pasante. El excesivo número de componentes, lo inestable de las conexiones eléctricas, y el ruido presente en la *protoboard*, motivaron la realización de un segundo prototipo soldado sobre una de las citadas placas perforadas de reciente adquisición.

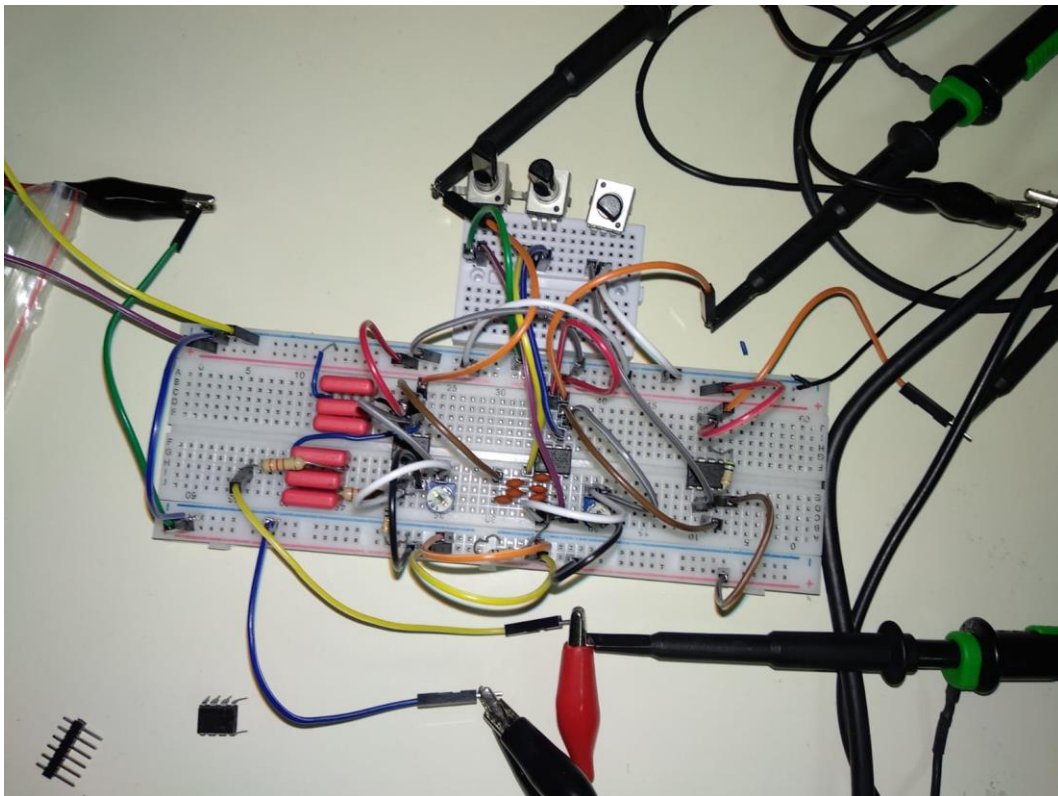


Fig. 3.2. Imagen del prototipo 01 sobre *protoboard*, con los bloques de filtrado paso bajo, paso alto y amplificador de tensión.

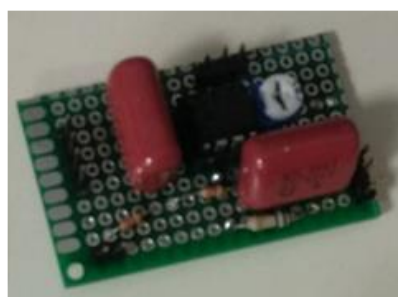
3.2 Prototipo 02

El montaje del segundo de los prototipos se realizó sobre dos placas de cobre perforadas, formadas por una capa de material aislante FR-4 entre dos capas finas de cobre laminado. Estas placas cuentan con una serie de taladros recubiertos de metal, localizados a una distancia estándar, y sobre los que soldar componentes de tipo pasante o *through – hole*.

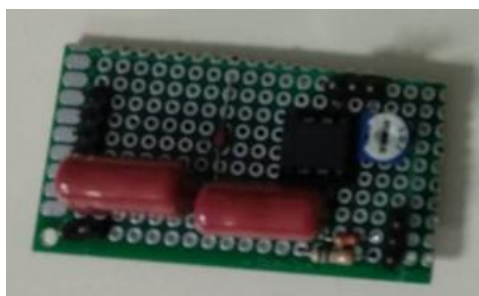
Así pues, en primer lugar, y haciendo uso del multímetro digital, se midieron los valores reales de todos los componentes pasivos a utilizar en el montaje. Posteriormente, se decidió la colocación óptima de los componentes en las placas. Por un lado, se procuró dejar suficiente espacio entre ellos para, así, evitar contactos indeseados. Por otro lado, se intentaba aprovechar al máximo el área de las placas para poder realizar el montaje del sistema completo en el espacio disponible. Una vez decidida la ubicación de los dispositivos, se procedió a su soldadura; con el resultado mostrado en la Fig. 3.3. En dicho montaje se incluyeron los bloques de amplificación diferencial, los bloques de filtrado FPA y FPB, junto con el bloque de amplificación de tensión. Sin embargo, por cuestiones de espacio y practicidad, el bloque elevador de tensión se continuó realizando sobre la *protoboard*. Por otro lado, como puede observarse en la Fig. 3.3, los diferentes bloques fueron separados mediante cortes realizados con una guillotina; para, así, facilitar su manipulación y caracterización experimental de forma independiente.



(a)



(b)



(c)



(d)

Fig. 3.3. Imagen del prototipo 02 sobre placa perforada; (a) bloque de amplificación diferencial; (b) bloque de filtrado paso bajo; (c) bloque de filtrado paso alto; (d) bloque de amplificación de tensión.

Una vez comprobado el correcto funcionamiento de los diferentes bloques, y con la idea de tener en un mismo conjunto todos ellos agrupados, se procedió a diseñar un contenedor mediante impresión 3D. Este contenedor, mostrado en la Fig. 3.4, posibilita la inserción de los bloques de la Fig. 3.3, fue diseñado haciendo uso del programa *thinkercad*, y fabricado con la impresora Creality ENDER 3 [16].

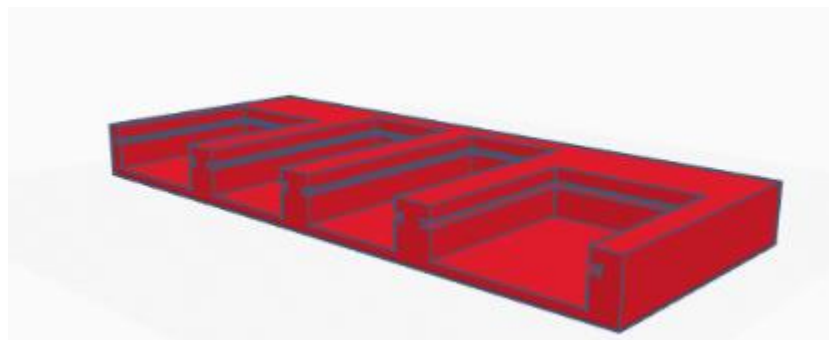


Fig. 3.4. Imagen renderizada del contenedor fabricado mediante impresión de filamento 3D.

Para terminar, las tablas mostradas a continuación incluyen, para el prototipo 02, el listado completo de los componentes utilizados para la implementación de los bloques del sistema.

Tabla 3.2. Material utilizado en el bloque de amplificación diferencial del prototipo 02.

Tipo	Identificador	Cantidad	Hoja de características
Amplificador de instrumentación	AD623BNZ	1	Enlace
Zócalo de 8 terminales	1-2199298-1	1	Enlace
Potenciómetro lineal de 10 k Ω	P090S-14T20BR10K	1	Enlace
Conector hembra para electrodos	-	3	-
Cabezal de conector Orificio pasante	PREC001SFAN-RC	15	Enlace
Placa perforada	201-0013-01	1	Enlace

Tabla 3.3. Material utilizado en el bloque de filtrado paso bajo del prototipo 02.

Tipo	Identificador	Cantidad	Hoja de características
Amplificador operacional	UA741CP	1	Enlace
Zócalo de 8 terminales	1-2199298-1	1	Enlace
Resistencia de 2.2 k Ω	CFM14JT2K20	2	Enlace

Resistencia de 500 k Ω	MFP25SBBE52-500K	1	Enlace
Potenciómetro lineal de 10 k Ω	P090S-14T20BR10K	1	Enlace
Capacidad de 0.3 μ F	ECW-F4304JL	2	Enlace
Cabezal de conector Orificio pasante	PREC001SFAN-RC	12	Enlace
Placa perforada	201-0013-01	1	Enlace

Tabla 3.4. Material utilizado en el bloque de filtrado paso alto del prototipo 02.

Tipo	Identificador	Cantidad	Hoja de características
Amplificador operacional	UA741CP	1	Enlace
Zócalo de 8 terminales	1-2199298-1	1	Enlace
Resistencia de 12 k Ω	CFM14JT12K0	2	Enlace
Resistencia de 500 k Ω	MFP25SBBE52-500K	1	Enlace
Potenciómetro lineal de 10 k Ω	P090S-14T20BR10K	1	Enlace
Capacidad de 0.3 μ F	ECW-F4304JL	2	Enlace
Cabezal de conector Orificio pasante	PREC001SFAN-RC	12	Enlace
Placa perforada	201-0013-01	1	Enlace

Tabla 3.5. Material utilizado en el bloque de amplificación de tensión del prototipo 02.

Tipo	Identificador	Cantidad	Hoja de características
Amplificador operacional	UA741CP	1	Enlace
Zócalo de 8 terminales	1-2199298-1	1	Enlace
Resistencia de 500 k Ω	MFP25SBBE52-500K	2	Enlace
Potenciómetro lineal de 10 k Ω	P090S-14T20BR10K	2	Enlace
Cabezal de conector Orificio pasante	PREC001SFAN-RC	12	Enlace
Placa perforada	201-0013-01	1	Enlace

Tabla 3.6. Material utilizado en el bloque elevador de tensión del prototipo 02.

Tipo	Identificador	Cantidad	Hoja de características
Resistencia de 8.2 k Ω	CF18JT8K20	2	Enlace
Capacidad de 10 μ F	UCS2G100MPD1TD	1	Enlace
Potenciómetro lineal de 1 k Ω	PTV09A-4020F-B102	1	Enlace

Tabla 3.7. Material utilizado en el bloque microcontrolador del prototipo 02.

Tipo	Identificador	Cantidad	Hoja de características
Microcontrolador	Arduino Nano	1	Enlace
Resistencia de 2.2 k Ω	CFM14JT2K20	8	Enlace
Potenciómetro lineal de 10 k Ω	P090S-14T20BR10K	1	Enlace
LED rojo	L511HD-SS	1	Enlace
LED amarillo	MT3118-Y-A	1	Enlace
LED verde	L513GD-16.51MM	1	Enlace
LED azul	L513NBC-30D	4	Enlace
Pulsador	TL1100EF160Q	1	Enlace

3.3 Prototipo 03

El prototipo final del sistema se ha desarrollado sobre una placa de circuito impreso, o PCB; diseñada con la finalidad de reducir el tamaño, acortar las conexiones eléctricas entre componentes y reducir el efecto de las fuentes de ruido respecto al anterior prototipo. Para realizar el proceso de diseño de la PCB se ha utilizado la herramienta *KiCad*, en su versión 6.0. En una primera etapa de diseño de la PCB, debe implementarse su vista a nivel de esquemático, la cual se muestra en la Fig. 3.5. En ella pueden apreciarse los distintos bloques funcionales que componen el sistema, su conexionado y la relación de componentes de cada uno de ellos.

Debe puntualizarse que, para este último prototipo, se ha sustituido la resistencia R_2 del filtro paso alto por un potenciómetro de 20 k Ω , y la resistencia R_1 del filtro paso bajo por un potenciómetro de 3 k Ω . En ambos casos, el objetivo de introducir estos potenciómetros no es otro que dotar a los bloques de filtrado de capacidad de sintonización de sus frecuencias de corte; de forma que, en caso de existir, pueda compensarse el efecto de la tolerancia de los componentes.

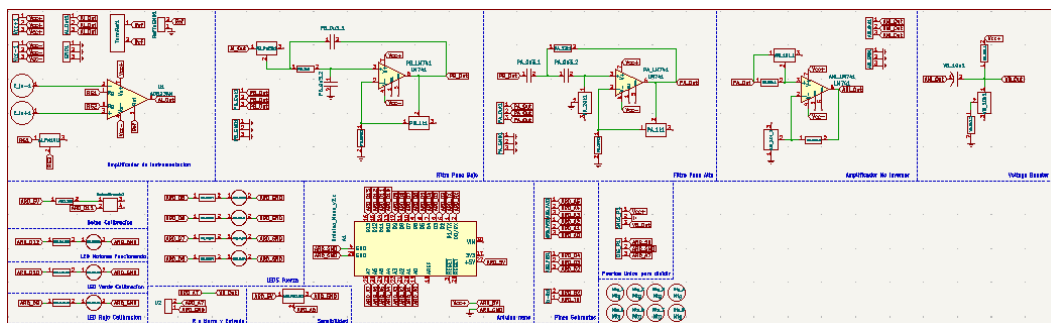


Fig. 3.5. Vista de esquemático del proyecto de diseño de PCB en KiCad,

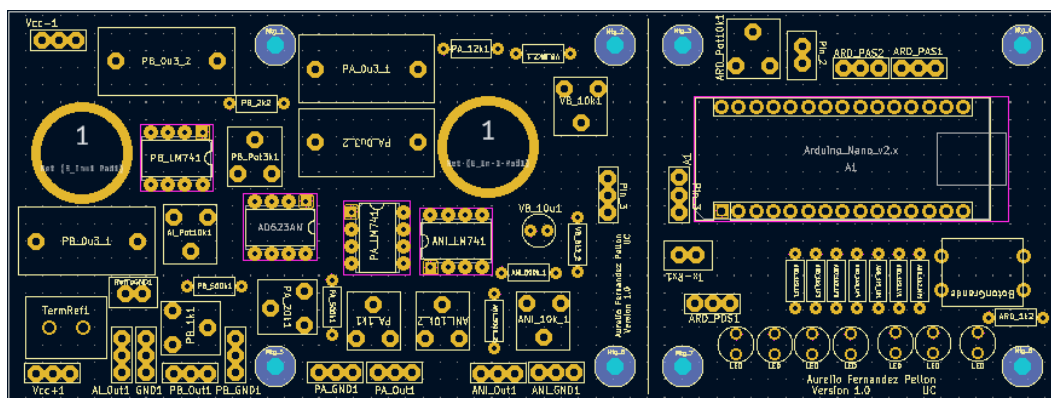


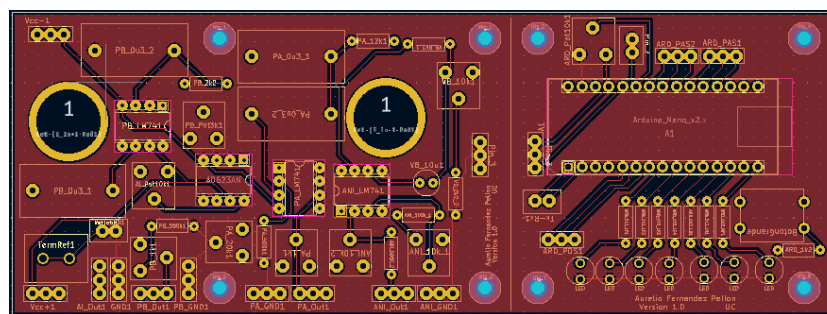
Fig. 3.6. Detalle de vista superior de la placa PCB en *KiCad*.

Una vez creado el esquemático, y revisado el correcto conexionado todos y cada uno de los componentes, se procede a la creación de la placa propiamente dicha. En esta etapa, se debe seleccionar el posicionamiento óptimo de los componentes, de forma que se minimice el área utilizada. Además, en este proceso deben considerarse aspectos importantes de diseño; tales como los citados a continuación.

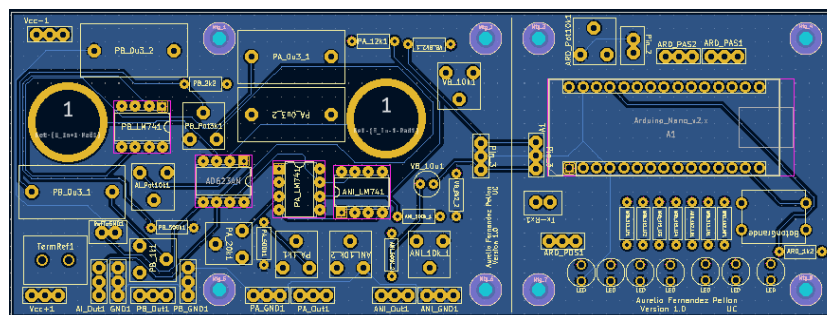
- **Longitud de líneas de conexión de los electrodos.** Es importante dotar a los electrodos de líneas de conexión de idéntica longitud hasta su entrada al amplificador de instrumentación; ya los prototipos previos han demostrado que estas conexiones son las más vulnerables al ruido del circuito. Por ejemplo, en caso de diseñar las conexiones a los electrodos con diferentes longitudes, el ruido captado por ambas entradas del amplificador de instrumentación sería significativamente diferente, lo que no aprovecharía la capacidad de eliminación de ruido común de la propia topología, e incrementaría el ruido a su salida.
- **Separación entre circuitos analógicos y digitales.** Como se puede observar en la vista de la placa incluida en la Fig. 3.6, se ha separado, mediante una línea vertical, los entornos analógicos (izquierda) y digitales (derecha) del sistema. Esta línea tiene como finalidad el servir de guía para realizar un corte que permita separar físicamente la PCB en dos unidades independientes. Esta separación física evita

que el ruido digital, generado por los relojes del microcontrolador, se inyecte en las señales del bloque analógico; lo que repercute en una mejora apreciable de la calidad de estas.

- **Montaje vertical.** Como se ha comentado, la línea de separación de los entornos analógico y digital permite realizar un corte en la placa y obtener dos PCB independientes. Esta separación permite, además, el montaje vertical del prototipo. De esta forma, la PCB digital con Arduino Nano podrá ser ubicada encima de la PCB con circuitería analógica, mediante el uso de tornillos en los agujeros habilitados para ello, y apreciables en la Fig. 3.6. Esto da lugar a una placa de 2 alturas, si fuera necesario, donde las conexiones entre ambas se realizan mediante un bus de 3 pistas. La única diferencia entre ambas placas reside en su área, siendo la PCB digital la de menor espacio ocupado. Por otro lado, la reducción de área al separar ambas PCB repercute en una mayor comodidad a la hora de sujetar la placa al brazo del sujeto.
- **Plano de masa.** Tras decidir la colocación más adecuada de los componentes en la placa, se diseña el conexionado entre dispositivos mediante líneas de cobre. Estas líneas de conexión se trazan, tanto por la parte superior de la PCB, como por su parte inferior; tal y como se aprecia en la Fig. 3.7. Realizadas todas las conexiones, un último paso consiste en cubrir de cobre todo el espacio restante entre las conexiones, y conectarlo físicamente a la referencia de tensión del circuito (GND); lo que dotará de una mayor estabilidad a las señales.



(a)



(b)

Fig. 3.7. Detalle de conexionado de la PCB en *KiCad*; (a) vista superior; (b) vista inferior.

Una vez finalizado el diseño de la PCB, tan solo resta contratar su fabricación. Para ello, se contrató el servicio de fabricación a través de la empresa [Elecrow](#), con la relación de especificaciones siguiente:

Tabla 3.8. Especificaciones y archivos de diseño de la PCB enviadas a la empresa [Elecrow](#).

Característica	Valor
Unidades	5
Número de capas	2
Grosor	1.6 mm
Dimensiones	156 mm × 60 mm
Color superficial	Negro mate
Peso del cobre	1 oz = 28.35 g
Número de diseños	1
Archivos <i>gerber</i>	• TFG_KiCad_Copia-B_Cu.gbl • TFG_KiCad_Copia-B_Mask.gbs • TFG_KiCad_Copia-B_Silkscreen.gbo • TFG_KiCad_Copia-Edge_Cuts.gml • TFG_KiCad_Copia-F_Cu.gtl • TFG_KiCad_Copia-F_Mask.gts • TFG_KiCad_Copia-F_Silkscreen.gto • TFG_KiCad-NPTH.txt • TFG_KiCad-PTH.txt

Una vez completado el proceso de fabricación de la PCB, esta fue recibida pasado un periodo de 15 días. La placa recogida presentaba una correcta fabricación, ya que sus conexiones eléctricas fueron comprobadas de forma pormenorizada. La imagen de la Fig. 3.8 muestra una fotografía de la PCB enviada por la empresa, sin los componentes aún soldados en ella.



Fig. 3.8. Fotografía de la placa PCB fabricada.

Para realizar el proceso de soldadura de los componentes a la placa, una buena práctica consiste en comenzar soldado aquellos dispositivos de menor altura. De esta forma, al girar la PCB para realizar la soldadura por la parte trasera, esta se apoya en los componentes que estamos soldando y los aporte estabilidad. Tanto el amplificador de instrumentación AD623BNZ, como los amplificadores operacionales UA741CP, y el microcontrolador Arduino Nano, no se soldarán directamente a la PCB. En su lugar se utilizarán los zócalos (*sockets*) adecuados, de forma que, ante un posible fallo en los integrados, estos sean de fácilmente reemplazables sin necesidad de desoldar componentes de la placa.

Para terminar, se incluye en la Fig. 3.9 la imagen de la placa PCB con los componentes ya soldados. De forma adicional, las tablas mostradas a continuación muestran la relación de componentes utilizados en la implementación de cada uno de los bloques que componen el sistema de este prototipo 03.

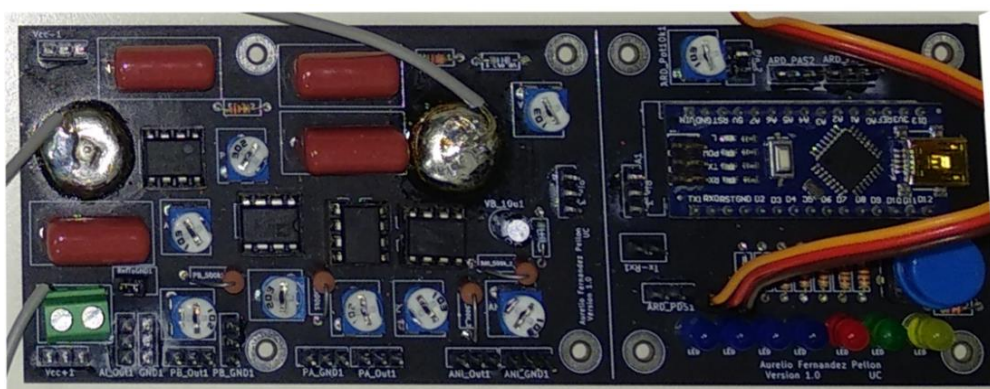


Fig. 3.9. Fotografía de la placa PCB con componentes soldados.

Tabla 3.9. Material utilizado en el bloque de amplificación diferencial del prototipo 03.

Tipo	Identificador	Cantidad	Hoja de características
Amplificador de instrumentación	AD623BNZ	1	Enlace
Zócalo de 8 terminales	1-2199298-1	1	Enlace
Potenciómetro lineal de 10 kΩ	RKT6V-10K	1	Enlace
Conector hembra para electrodos	-	2	-
Cabezal de conector Orificio pasante	PREC001SFAN-RC	12	Enlace
Conector cable - PCB	MKDSN 1,5/ 2	1	Enlace
PCB	-	1	Enlace

Tabla 3.10. Material utilizado en el bloque de filtrado paso bajo del prototipo 03.

Tipo	Identificador	Cantidad	Hoja de características
Amplificador operacional	UA741CP	1	Enlace
Zócalo de 8 terminales	1-2199298-1	1	Enlace
Resistencia de 2.2 kΩ	CFM14JT2K20	2	Enlace
Resistencia de 500 kΩ	MFP25SBBE52-500K	1	Enlace
Potenciómetro lineal de 1 kΩ	RKT6V-1K	1	Enlace
Potenciómetro lineal de 3 kΩ	PT10RV10-103A2020-PM-S	1	Enlace
Capacidad de 0.3 μF	ECW-F4304JL	2	Enlace
Cabezal de conector Orificio pasante	PREC001SFAN-RC	6	Enlace
PCB	-	1	Enlace

Tabla 3.11. Material utilizado en el bloque de filtrado paso alto del prototipo 03.

Tipo	Identificador	Cantidad	Hoja de características
Amplificador operacional	UA741CP	1	Enlace
Zócalo de 8 terminales	1-2199298-1	1	Enlace
Resistencia de 12 kΩ	CFM14JT12K0	2	Enlace
Resistencia de 500 kΩ	MFP25SBBE52-500K	1	Enlace
Potenciómetro lineal de 1 kΩ	RKT6V-1K	1	Enlace
Potenciómetro lineal de 20 kΩ	RKT6V-20K	1	Enlace
Capacidad de 0.3 μF	ECW-F4304JL	2	Enlace
Cabezal de conector Orificio pasante	PREC001SFAN-RC	6	Enlace
PCB	-	1	Enlace

Tabla 3.12. Material utilizado en el bloque de amplificación de tensión del prototipo 03.

Tipo	Identificador	Cantidad	Hoja de características
Amplificador operacional	UA741CP	1	Enlace
Zócalo de 8 terminales	1-2199298-1	1	Enlace

Resistencia de 500 k Ω	MFP25SBBE52-500K	2	Enlace
Potenciómetro lineal de 10 k Ω	RKT6V-10K	1	Enlace
Cabezal de conector Orificio pasante	PREC001SFAN-RC	12	Enlace
PCB	-	1	Enlace

Tabla 3.13. Material utilizado en el bloque elevador de tensión del prototipo 03.

Tipo	Identificador	Cantidad	Hoja de características
Resistencia de 8.2 k Ω	CF18JT8K20	2	Enlace
Capacidad de 10 μ F	UCS2G100MPD1TD	1	Enlace
Potenciómetro lineal de 1 k Ω	RKT6V-1K	1	Enlace
PCB	-	1	Enlace

Tabla 3.14. Material utilizado en el bloque microcontrolador del prototipo 03.

Tipo	Identificador	Cantidad	Hoja de características
Microcontrolador	Arduino Nano	1	Enlace
Resistencia de 2.2 k Ω	CFM14JT2K20	8	Enlace
Potenciómetro lineal de 10 k Ω	RKT6V-10K	1	Enlace
LED rojo	L511HD-SS	1	Enlace
LED amarillo	MT3118-Y-A	1	Enlace
LED verde	L513GD-16.51MM	1	Enlace
LED azul	L513NBC-30D	4	Enlace
Pulsador	TL1100EF160Q	1	Enlace
PCB	-	1	Enlace

Completado el montaje de la PCB, se procederá a desglosar la caracterización experimental de los bloques constitutivos de los prototipos 02 y 03. En los siguientes apartados se describirá el proceso de medida seguido en el laboratorio, así como los resultados obtenidos. Estos datos serán comparados con las especificaciones iniciales impuestas a cada bloque, así como con los resultados anticipados de sus respectivos estudios analíticos.

3.4 Amplificador diferencial

El proceso seguido para la caracterización experimental del amplificador diferencial para ambos prototipos consistirá en medir la tensión de salida v_{OUT} para una serie de entradas v_{IN} a frecuencias determinadas. Estas frecuencias se encuentran, a priori, en la banda del amplificador, y son parte de las frecuencias de interés de la señal EMG. Mediante el cálculo de la ganancia a dichas frecuencias, se identificará la ganancia en banda del amplificador $|\Delta_0|$; y será posible localizar los puntos frecuenciales de atenuación 3 dB superior e inferior.

Por tanto, se comienza la caracterización del bloque tomando medidas de la ganancia que presenta el amplificador diferencial a 50 Hz, 100 Hz y 150 Hz. Para ello, se configura el generador de funciones para proporcionar dos señales de salida diferenciales y de amplitud 50 mV. Esto es posible haciendo uso de la opción “Dual Channel”, del generador y forzando el acoplo entre los dos canales de salida, habilitando “Coupled Amplitude” y “Coupled Frequency”. De esta forma, ambas salidas del generador, denominadas v_{IN+} y v_{IN-} , presentan la misma amplitud y frecuencia, y sus valores son sintonizables de forma conjunta a través de los diales del generador. El último paso, para generar las señales de entrada adecuadas del amplificador diferencial, será necesario forzar un desfase de 180 grados entre ellas, dotándolas de naturaleza diferencial.

Una vez generadas las señales de entrada del bloque de amplificación diferencial, se realizan las medidas de ganancia en tensión para las citadas frecuencias de 50 Hz, 100 Hz y 150 Hz; con el objetivo de identificar la ganancia diferencial en banda $|\Delta_0|$. Los resultados obtenidos para ambos prototipos se incluyen en la Tabla 3.15.

Tabla 3.15. Caracterización experimental de la ganancia en banda del bloque amplificador diferencial para los prototipos 02 y 03.

Prototipo	f_{IN} (Hz)	v_{IN+} (mV)	v_{IN-} (mV)	v_{OUT} (mV)	$ \Delta_0 $ (V/V)
02	50	99.886	100.477	2210.47	11.032
	100	100.177	101.126	2222.12	11.039
	150	101.667	102.023	2228.52	10.941
03	50	102.853	101.566	2230.89	10.913
	100	103.336	102.079	2234.82	10.880
	150	105.743	104.520	2240.45	10.656

Dado que los valores de ganancia para las frecuencias analizadas presentan valores similares, se ha seleccionado la frecuencia de 100 Hz como frecuencia central de la banda. Por tanto, el punto de atenuación 3 dB se localizará a partir de la ganancia obtenida para la frecuencia de 100 Hz, de forma que su ganancia resultante siga la expresión $|\Delta_{-3dB}| = (|\Delta_d|_{@100Hz})/\sqrt{2}$. Así pues, para localizar el punto de atenuación 3 dB superior, se aumenta la frecuencia del generador de funciones hasta obtener la frecuencia a la cual la ganancia toma el valor $|\Delta_{-3dB}|$ calculado anteriormente.

De forma similar, para obtener el punto de atenuación 3 dB inferior, se disminuirá la frecuencia del generador de funciones hasta encontrar el punto en que la ganancia alcanza el valor de $|\Delta_{-3dB}|$. Utilizando este procedimiento, se han obtenido los resultados incluidos en la Tabla 3.16, para los dos prototipos caracterizados.

Tabla 3.16. Caracterización experimental de los puntos de caída -3 dB en la ganancia del bloque amplificador diferencial para los prototipos 02 y 03.

Prot.	f_{IN} (Hz)	v_{IN+} (mV)	v_{IN-} (mV)	v_{OUT} (mV)	$ \Delta_d $ (V/V)	$ \Delta_d $ (dB)	$ \Delta_0 - \Delta_d $ (dB)
02	2	99.948	49.029	116784	7.841	17.887	2.97
	50 k	106.703	105.194	2145.73	10.126	20.109	0.764
03	1	100.336	98.842	2223.41	11.161	20.954	-0.221
	50 k	107.467	106.161	1932.20	9.045	19.128	1.604

Como se puede apreciar, las frecuencias de corte superior e inferior quedan lejos de las frecuencias de interés de [50, 150] Hz. Por esta razón, no se ha realizado un análisis más allá de los límites mostrados en la tabla anterior, además de por la excesiva distorsión mostrada en las señales para frecuencias fuera de dichos límites.

La relación de figuras mostradas a continuación corresponde con las medidas del prototipo 03, capturadas mediante el osciloscopio digital Agilent MSO9254A. Las figuras que respaldan los datos mostrados en las tablas anteriores; y los canales mostrados corresponden con la tensión de salida v_{OUT} (canal 1, amarillo), y las entradas v_{IN+} y v_{IN-} diferenciales (canales 2 y 3, verde y azul). Los resultados muestran los valores de dichas tensiones para una frecuencia de señal en banda de 100 Hz, así como para los extremos frecuenciales de operación caracterizados.



Fig. 3.10. Medida de señales de entrada y salida a 100 Hz para el bloque de amplificación diferencial del prototipo 03.



Fig. 3.11. Medida de señales de entrada y salida a 2 Hz para el bloque de amplificación diferencial del prototipo 03.

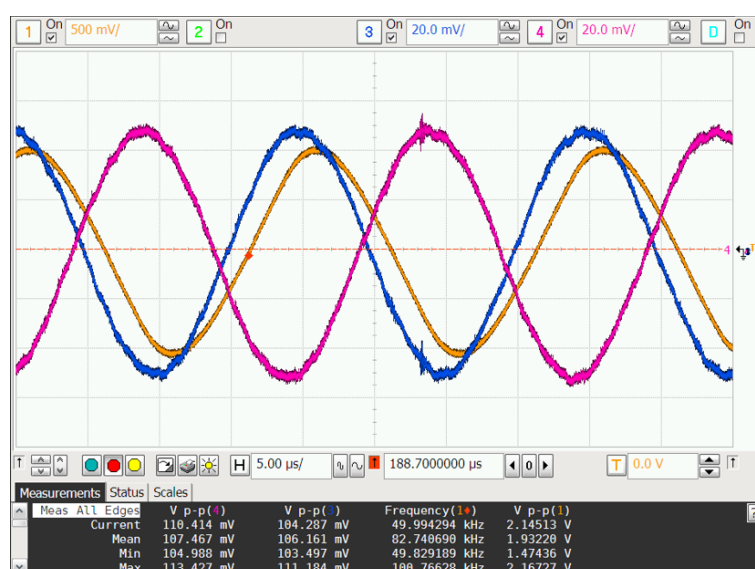


Fig. 3.12. Medida de señales de entrada y salida a 50 kHz para bloque de amplificación diferencial del prototipo 03.

Con la finalidad de realizar una comparativa de las especificaciones iniciales con los resultados obtenidos tras las simulaciones y el montaje de los prototipos, se proporcionan la Tabla 3.17 y la Tabla 3.18. La primera de estas tablas contiene la comparativa de las ganancias diferenciales para las frecuencias de 50 Hz, 100 Hz y 150 Hz, consideradas frecuencias de la banda del amplificador. Como se puede apreciar, los valores son similares para todos los casos, salvo por ligeras variaciones para el caso de los circuitos prototipos. Estas variaciones son inferiores al 2.5 % en el peor de los casos, lo que puede deberse a ligeros errores de medida y a la influencia del ruido presente en las señales recogidas por el osciloscopio.

Tabla 3.17. Comparativa de ganancias en banda para el bloque amplificador diferencial.

	$ \Delta_d _{@50\text{Hz}} \text{ (V/V)}$	$ \Delta_d _{@100\text{Hz}} \text{ (V/V)}$	$ \Delta_d _{@150\text{Hz}} \text{ (V/V)}$
Especificaciones	11.000	11.000	11.000
Analítico	11.000	11.000	11.000
PSPICE	10.996	10.996	10.996
Prototipo 02	11.032	11.039	10.941
Prototipo 03	10.913	10.880	10.656

La segunda de las tablas, denominada Tabla 3.18, expone los resultados obtenidos para el ancho de banda de los bloques de amplificación diferencial. De nuevo, en este caso, puede afirmarse que las medidas indican el cumplimiento de las especificaciones. Así, observando los resultados, se puede concluir que la banda del amplificador diferencial es lo suficientemente grande como para que la banda de frecuencias de interés presente una ganancia prácticamente constante.

Tabla 3.18. Comparativa de anchos de banda para el bloque amplificador diferencial.

	$f_{C_{inferior}} \text{ (Hz)}$	$f_{C_{superior}} \text{ (Hz)}$
Especificaciones	0	∞
Analítico	0	~100 k
PSPICE	< 1	92.5 k
Prototipo 02	2	> 50 k
Prototipo 03	< 1	> 50 k

3.5 Filtro paso bajo

El proceso de caracterización de los filtros paso bajo de ambos prototipos es similar al realizado para el bloque de amplificación diferencial. Por tanto, se realiza una medida de la ganancia para una serie de frecuencias localizadas a una distancia suficiente de la frecuencia de corte, con el objetivo de identificar la ganancia en la banda de paso $|\Delta_0|$. Después, se identifican los puntos de atenuación superior de 3 dB y de 6 dB, y se define la frecuencia de corte superior del filtro paso bajo. Por tanto, se comienza tomando medidas de la ganancia en tensión a 20 Hz, 40 Hz, 50 Hz y 60 Hz. Para ello, de nuevo, se utiliza el generador de funciones para proporcionar una señal sinusoidal de 50 mV de amplitud. A continuación, se conecta la señal del generador a la entrada del FPB, y esta se mide a través del canal número 3 del osciloscopio. Adicionalmente, la sonda del canal número 1 se conecta a la salida del filtro, para obtener la medida de la tensión de salida en todo momento. Los resultados de esta serie de medidas, para ambos prototipos, se incluyen en la Tabla 3.19.

Tabla 3.19. Caracterización experimental de la ganancia en banda del bloque de filtrado paso bajo para los prototipos 02 y 03.

Prototipo	f_{IN} (Hz)	v_{IN} (mV)	v_{OUT} (mV)	$ \Delta_V $ (V/V)
02	20	99.145	97.215	0.981
	40	99.252	97.415	0.981
	50	99.250	96.315	0.970
	60	99.372	95.461	0.961
03	20	114.061	112.288	0.984
	40	116.190	113.052	0.973
	50	117.636	111.472	0.948
	60	116.691	111.101	0.952

La mayoría de las frecuencias medidas tienen unas ganancias similares, aunque para el prototipo 02 puede apreciarse un ligero descenso de la ganancia para los 60 Hz. Esto puede ser debido a la atenuación producida por su cercanía con el punto de corte del FPB. En cualquier caso, se ha seleccionado la frecuencia de 50 Hz como frecuencia central de banda; por lo que se buscará el punto de atenuación 3 dB a partir de su ganancia $|\Delta_0| = |\Delta_V|_{@50\text{Hz}}$. Este punto frecuencial debe mostrar una ganancia de la forma $|\Delta_{-3\text{dB}}| = (|\Delta_V|_{@50\text{Hz}})/\sqrt{2}$. Para su localización, se aumenta la frecuencia del generador de funciones hasta obtener la ganancia calculada anteriormente. Dicha frecuencia corresponderá con la atenuación de 3 dB y con la frecuencia de corte superior del FPB. De forma análoga, se identifica el punto de atenuación 6 dB, aumentando la frecuencia del generador de funciones hasta encontrar el punto en que la ganancia se reduzca hasta $|\Delta_{-6\text{dB}}| = (|\Delta_V|_{@50\text{Hz}})/2$. Finalmente, se recogen los valores de atenuación en las frecuencias de la banda de interés de 150 Hz y 250 Hz. Utilizando el procedimiento descrito, se han obtenido los resultados incluidos en la Tabla 3.20.

Como se observa en la Tabla 3.20, para el caso del segundo prototipo, la frecuencia de atenuación 3 dB se encuentra muy próxima a los 171 Hz; mientras que la frecuencia de atenuación 6 dB se localiza en un punto intermedio entre 250 Hz y 277 Hz. De forma similar, para el tercer prototipo, la frecuencia de atenuación 3 dB se sitúa en un punto frecuencial intermedio entre 150 Hz y 165 Hz; y la frecuencia de atenuación 6 dB se aprecia cercana a los 250 Hz. En cualquiera de los casos, los valores de frecuencias de corte superior de los FPB respetan el límite superior de la banda de interés, fijado en los 150 Hz. El dato más crítico se observa para el tercer prototipo; donde la frecuencia de corte del filtro es próxima a los 150 Hz. Sin embargo, la presencia del potenciómetro de sintonización de la frecuencia de corte nos permite variar su valor, y alejarlo aún más del límite de 150 Hz en caso de considerarse necesario.

Tabla 3.20. Caracterización experimental de los puntos de caída -3 dB y -6 dB en la ganancia del bloque de filtrado paso bajo para los prototipos 02 y 03.

Prot.	f_{IN} (Hz)	v_{IN} (mV)	v_{OUT} (mV)	$ \Delta_V $ (V/V)	$ \Delta_V $ (dB)	$ \Delta_0 - \Delta_V $ (dB)
02	150	98.875	73.736	0.746	2.545	2.28
	171	98.743	68.328	0.692	3.198	2.933
	250	98.973	51.891	0.524	5.613	5.349
	277	98.849	47.016	0.476	6.448	6.183
03	150	118.293	84.897	0.718	2.878	2.414
	165	118.613	79.558	0.671	3.466	3.002
	250	118.111	58.447	0.495	6.107	5.644
	262	118.358	56.295	0.476	6.448	5.984

Con la finalidad de respaldar los datos aportados, las figuras mostradas a continuación corresponden con las medidas del prototipo 03, tomadas con el osciloscopio digital Agilent MSO9254A. En estas figuras, el canal número 1 (amarillo) del osciloscopio será el encargado de medir la señal de salida v_{OUT} , mientras que el canal número 2 (verde) ha sido utilizado para medir la señal de tensión de entrada v_{IN} . Así, las figuras muestran los valores de las tensiones v_{IN} y v_{OUT} para una frecuencia de señal en banda de 50 Hz, junto con las frecuencias para las que la atenuación de señal es de 3 dB y 6 dB.



Fig. 3.13. Medida de señales de entrada y salida a 50 Hz para el FPB del prototipo 03.

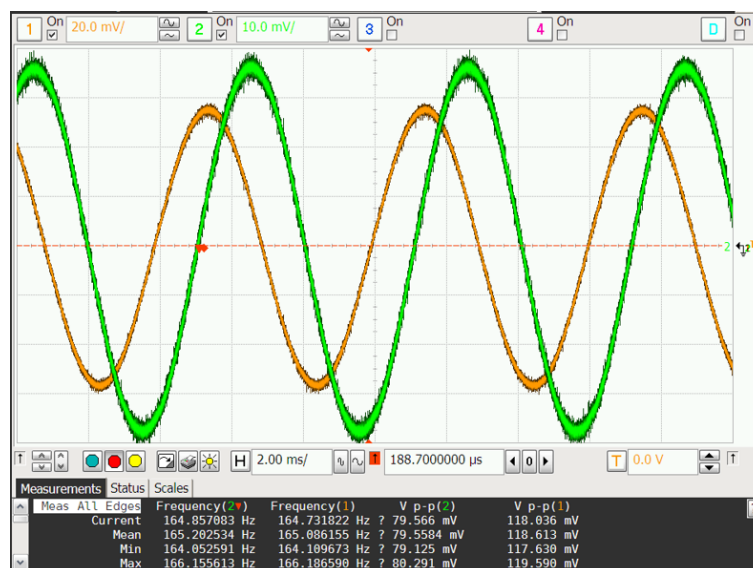


Fig. 3.14. Medida de señales de entrada y salida en el punto de atenuación 3 dB para el FPB del prototipo 03.



Fig. 3.15. Medida de señales de entrada y salida en el punto de atenuación 6 dB para el FPB del prototipo 03.

Con la finalidad de comparar las medidas obtenidas para los diferentes prototipos, con sus especificaciones iniciales, con los datos resultantes del estudio analítico del bloque, y con los resultados de simulación en PSPICE, se presentan todos los datos recogidos en la Tabla 3.21 y la Tabla 3.22. La primera tabla incluye los valores de ganancia en la banda de paso del FPB para todos los casos evaluados. Por otro lado, la segunda de las tablas desglosa la ubicación de los puntos de caída de ganancia en -3 dB y -6 dB, de forma que identifica la frecuencia de corte superior para todas las implementaciones del filtro paso bajo consideradas.

Tabla 3.21. Comparativa de ganancias en 50 Hz, 150 Hz y 250 Hz para el bloque de filtrado paso bajo.

	$ \Delta_0 = \Delta_V _{@50\text{Hz}} \text{ (V/V)}$	$ \Delta_0 - \Delta_V _{@150\text{Hz}} \text{ (dB)}$	$ \Delta_0 - \Delta_V _{@250\text{Hz}} \text{ (dB)}$
Especificaciones	1	3	6
Analítico	1	2.840	6.330
PSPICE	0.960	2.828	6.371
Prototipo 02	0.970	2.545	5.613
Prototipo 03	0.948	2.878	6.107

Tabla 3.22. Comparativa de ubicación de las frecuencias de atenuación -3 dB y -6 dB para el bloque de filtrado paso bajo.

	$f_{-3\text{dB}} \text{ (Hz)}$	$f_{-6\text{dB}} \text{ (Hz)}$
Especificaciones	-	-
Analítico	155	241
PSPICE	156	240
Prototipo 02	$150 < f < 171$	$250 < f < 277$
Prototipo 03	$150 < f < 165$	250

En las tablas anteriores se puede observar, por un lado, que la ganancia en banda de paso tiene valores similares para todos los casos estudiados. En caso de no haber sido así, la etapa de amplificación de voltaje posterior se encargaría de corregir cualquier atenuación indeseada que afectase a toda la banda de paso. Por otro lado, las atenuaciones a frecuencias de 150 Hz y 250 Hz, y las frecuencias de atenuación 3 dB y 6 dB presentan pequeñas disparidades con los valores especificados y simulados en PSPICE; aunque no se trata de errores importantes. En este sentido, la posibilidad de variar el valor de la frecuencia de corte del FPB mediante un potenciómetro, permite la presencia de ciertas desviaciones en la frecuencia $f_{-3\text{dB}}$, ya que su valor podrá ser sintonizado de forma sencilla.

Finalmente, debe destacarse que el proceso de caracterización del FPB del prototipo 03 ha sido ligeramente diferente al del prototipo 02. Dado que el tercer prototipo está soldado en la PCB, es imposible caracterizar de forma totalmente independiente cada uno de los bloques lo componen. Así pues, las medidas del FPB se ha llevado a cabo utilizando como señal de entrada la señal de salida del bloque de amplificación diferencial previo. Así, dos señales de amplitud 2.5 mV, misma frecuencia y desfasadas 180 grados, han sido introducidas al amplificador diferencial, obteniéndose una salida de este bloque y de entrada al filtro paso bajo de alrededor de 55 mV de amplitud. A tenor de los resultados obtenidos, las diferencias existentes en el procedimiento de caracterización del FPB del prototipo 03 no han influido significativamente en la validez de las medidas realizadas. Por tanto, esta misma metodología será utilizada para caracterizar los bloques restantes del prototipo 03.

3.6 Filtro paso alto

El proceso de caracterización del filtro paso alto es prácticamente idéntico al realizado en el filtro paso bajo. En este caso, se medirá la ganancia para una serie de frecuencias alejadas de la frecuencia de corte, y se identificará la ganancia en banda de paso del filtro $|\Delta_0|$. Una vez conocido el valor de la ganancia en banda, se buscarán los valores de frecuencia de señal para los que se produce una atenuación en la ganancia de 3 dB y de 6 dB; pudiendo localizarse la frecuencia de corte inferior del FPA. Por tanto, se comenzará tomando medidas de la ganancia para las frecuencias de 140 Hz, 150 Hz, 160 Hz y 180 Hz. Para ello, se utilizará el generador de funciones, introduciéndose una señal sinusoidal de 50 mV de amplitud a la entrada del filtro. El canal número 1 del osciloscopio servirá para medir la tensión de salida v_{OUT} , y el canal número 3 se conectará a la entrada v_{IN} ; para recoger en todo momento medidas de sus amplitudes y calcular la ganancia resultante. Así pues, los resultados de esta serie de medidas, para ambos prototipos, se incluyen en la Tabla 3.23.

Tabla 3.23. Caracterización experimental de la ganancia en banda del bloque de filtrado paso alto para los prototipos 02 y 03.

Prototipo	f_{IN} (Hz)	v_{IN} (mV)	v_{OUT} (mV)	$ \Delta_V $ (V/V)
02	140	99.185	93.359	0.941
	150	99.170	94.048	0.948
	160	99.199	94.548	0.953
	180	99.731	97.529	0.978
03	140	87.893	77.069	0.877
	150	84.894	75.242	0.890
	160	81.955	73.496	0.896
	180	76.286	69.776	0.914

Analizando los resultados obtenidos, se observa que la mayoría de las frecuencias que presentan unas ganancias en torno a 1 V/V; excepto aquellas más próximas a 140 Hz, que muestran una atenuación ligeramente superior. Esto se debe, probablemente, a la influencia de la atenuación debida a su cercanía con el punto de corte del FPA. Atendiendo a los datos de la Tabla 3.23, se ha seleccionado la frecuencia de 150 Hz como frecuencia central de banda, de forma que $|\Delta_0| = |\Delta_V|_{@150\text{Hz}}$. Una vez hecho esto, se buscará el punto de atenuación 3 dB a partir de su ganancia objetivo; la cual debe seguir la expresión $|\Delta_{-3\text{dB}}| = (|\Delta_V|_{@150\text{Hz}})/\sqrt{2}$. De la misma forma, se localizará la frecuencia de atenuación 6 dB, para la que la ganancia debe ser de la forma $|\Delta_{-6\text{dB}}| = (|\Delta_V|_{@150\text{Hz}})/2$. Adicionalmente, se medirá la atenuación para frecuencias de la banda de interés, tales como 45 Hz y 50 Hz. Siguiendo este procedimiento, se han obtenido los resultados incluidos en la Tabla 3.24, para los dos sistemas prototipo desarrollados.

Tabla 3.24. Caracterización experimental de los puntos de caída -3 dB y -6 dB en la ganancia del bloque de filtrado paso alto para los prototipos 02 y 03.

Prot.	f_{IN} (Hz)	v_{IN} (mV)	v_{OUT} (mV)	$ \Delta_V $ (V/V)	$ \Delta_V $ (dB)	$ \Delta_0 - \Delta_V $ (dB)
02	61	99.102	67.034	0.676	3.4	2.930
	50	99.130	57.328	0.578	4.76	4.297
	45	99.166	52.543	0.530	5.51	5.050
	40	99.229	46.559	0.469	6.57	6.113
03	68	107.341	67.405	0.628	4.041	3.028
	50	111.120	54.980	0.495	6.107	5.096
	45	111.974	50.232	0.449	6.955	5.943
	44	112.030	49.147	0.438	7.170	6.158

Como es apreciable en la Tabla 3.24, para el caso del segundo prototipo, la frecuencia de corte superior se localiza cerca de los 61 Hz, y la frecuencia de atenuación 6 dB se sitúa entre los 40 Hz y los 45 Hz. De forma similar, para el tercer prototipo, la frecuencia de corte inferior del FPA se ubica en torno a los 68 Hz, encontrándose la frecuencia de atenuación 6 dB entre los 44 Hz y 45 Hz.

Con el objetivo de apoyar los datos aportados, las figuras siguientes contienen las medidas realizadas con el osciloscopio digital Agilent MSO9254A durante la caracterización experimental del sistema prototipo 03. En todas ellas, el canal número 2 (azul) ha sido utilizado para medir la tensión de salida v_{OUT} ; mientras que el canal número 2 (verde) se ha usado para medir la tensión de entrada v_{IN} del filtro.

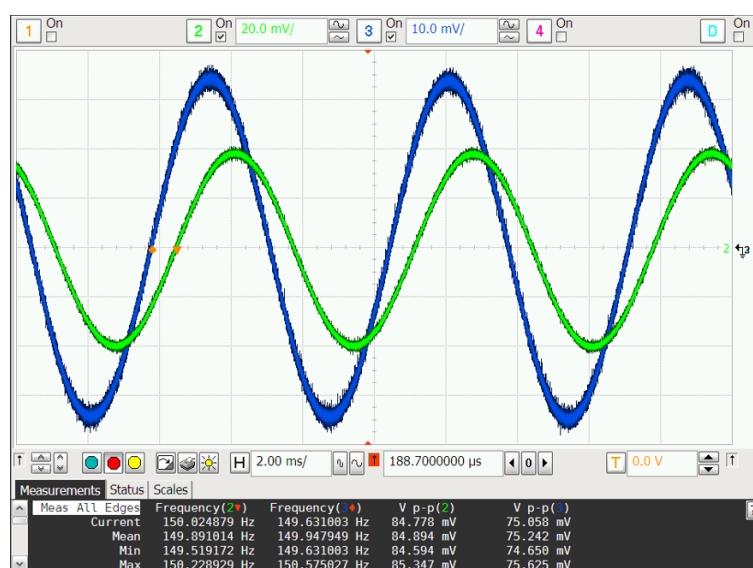


Fig. 3.16. Medida de señales de entrada y salida a 150 Hz para el FPA del prototipo 03.

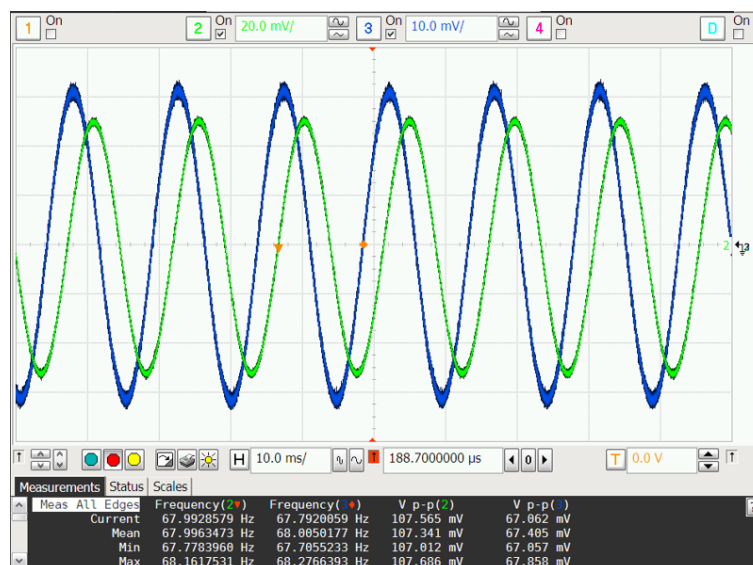


Fig. 3.17. Medida de señales de entrada y salida en el punto de atenuación 3 dB para el FPA del prototipo 03.

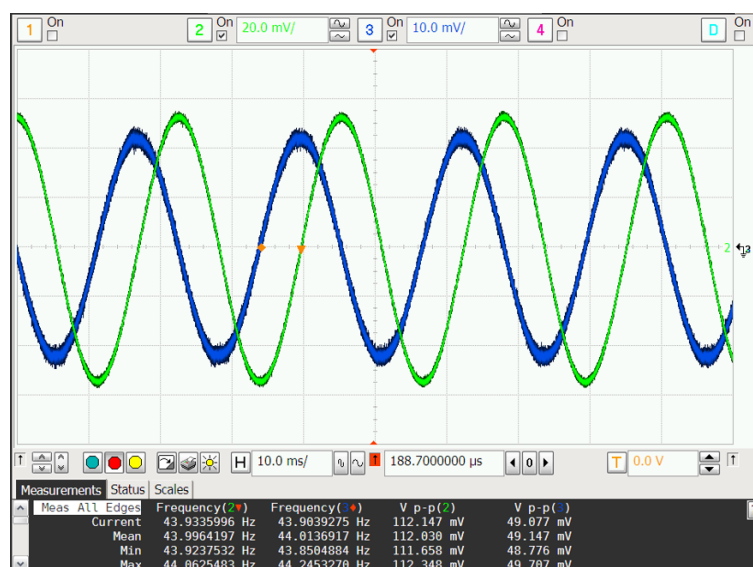


Fig. 3.18. Medida de señales de entrada y salida en el punto de atenuación 6 dB para el FPB del prototipo 03.

A modo de resumen y comparativa de datos, las medidas obtenidas para ambos prototipos, junto con sus especificaciones iniciales, los datos de su estudio analítico, y los resultados de las simulaciones en PSPICE, se recogen en la Tabla 3.25 y la Tabla 3.26. La primera de estas tablas se centra en los valores de ganancia en la banda de paso del FPA, comparándolos para todos los casos tratados. Adicionalmente, la segunda de las tablas indica la ubicación de los puntos de caída de ganancia en -3 dB y -6 dB, mostrando el valor de la frecuencia de corte inferior para todos los análisis y medidas del filtro paso alto consideradas.

Tabla 3.25. Comparativa de ganancias en 50 Hz, 150 Hz y 250 Hz para el bloque de filtrado paso alto.

	$ \Delta_0 = \Delta_V _{@150\text{Hz}} \text{ (V/V)}$	$ \Delta_0 - \Delta_V _{@50\text{Hz}} \text{ (dB)}$	$ \Delta_0 - \Delta_V _{@45\text{Hz}} \text{ (dB)}$
Especificaciones	1	3	-
Analítico	1	5.01	5.86
PSICE	0.922	5.00	5.85
Prototipo 02	0.948	4.76	5.51
Prototipo 03	0.890	6.11	6.955

Tabla 3.26. Comparativa de ubicación de las frecuencias de atenuación -3 dB y -6 dB para el bloque de filtrado paso alto.

	$f_{-3\text{dB}} \text{ (Hz)}$	$f_{-6\text{dB}} \text{ (Hz)}$
Especificaciones	50	-
Analítico	68	44
PSICE	68	44
Prototipo 02	~61	$40 > f > 45$
Prototipo 03	~68	50

En las tablas anteriores, se puede apreciar una ligera atenuación en la banda de interés en el filtro correspondiente al prototipo 03; así como un pequeño desplazamiento de la frecuencia de corte hacia valores más altos con respecto al prototipo 02. Esto se debe a la decisión de eliminar por completo el ruido de red, para lo cual se ha utilizado el potenciómetro de sintonización de $f_{-3\text{dB}}$. Así, se ha desplazado la frecuencia de corte del filtro, de forma que nos aseguremos el minimizar la presencia de ruido de la red eléctrica, así como ruidos debidos a artefactos por movimiento próximos a los 50 Hz. Respecto a la atenuación que pueda existir en la banda de paso, esta será compensada en la etapa de amplificación de voltaje correspondiente.

3.7 Amplificador de tensión

El proceso utilizado para caracterizar el bloque de amplificación de voltaje consistirá en, utilizando una señal de entrada conocida, cuya frecuencia varíe entre 50 Hz, 100 Hz y 150 Hz, medir la tensión de salida, y calcular la ganancia para cada una de estas frecuencias. Entonces, se seleccionará una de estas frecuencias como la central de la banda de ganancia constante $|\Delta_0|$ y, a partir de ella, se calculará la ganancia necesaria que ha de haber en los puntos de corte inferior y superior. Para ello, se ha proporcionado la señal de entrada del amplificador de voltaje, utilizando el generador de funciones para obtener una señal de 50 mV amplitud. Mediante dos canales del osciloscopio, se medirán los valores de tensiones de entrada v_{IN} y salida

v_{OUT} , pudiendo calcularse en todo momento la ganancia $|\Delta_V|$ a la frecuencia de medida. De esta forma, los resultados recogidos de las medidas experimentales se muestran en la Tabla 3.27.

Tabla 3.27. Caracterización experimental de la ganancia en banda del bloque de amplificación de tensión para los prototipos 02 y 03.

Prototipo	f_{IN} (Hz)	v_{IN} (mV)	v_{OUT} (mV)	$ \Delta_V $ (V/V)
02	50	99.403	5226.7	52.581
	100	99.999	5251.8	52.519
	150	98.481	5257.4	53.385
03	50	54.589	3504.6	64.200
	100	77.153	4997.5	64.774
	150	74.311	4776.7	64.280

Debido a que los puntos frecuenciales presentan ganancias similares para cada prototipo, se ha seleccionado la frecuencia de 100 Hz como frecuencia central de banda; de forma que la ganancia sea $|\Delta_0| = |\Delta_V|_{@100\text{Hz}}$. A partir de este momento, se debe identificar los valores de frecuencias máxima y mínima que muestren una ganancia de valor $|\Delta_{-3\text{dB}}| = (|\Delta_V|_{@100\text{Hz}})/\sqrt{2}$; correspondiendo con las frecuencias de corte superior e inferior del amplificador. Así pues, los resultados de este proceso se muestran en la Tabla 3.28. Como es apreciable, los valores de frecuencia de corte superior presentan la mayor disparidad para el prototipo 03, aunque siempre se mantienen fuera de la banda de la señal de interés. Se ha determinado que el posible origen de estas discrepancias se debe a la influencia de la impedancia de entrada del bloque elevador de tensión sobre la salida del amplificador de tensión. Por tanto, sería necesario realizar una simulación conjunta de ambos bloques para determinar dicha influencia, y considerar, si fuese necesario, una forma de minimizarla.

Tabla 3.28. Caracterización experimental de los puntos de caída -3 dB en la ganancia del bloque de amplificación de tensión para los prototipos 02 y 03.

Prot.	f_{IN} (Hz)	v_{IN} (mV)	v_{OUT} (mV)	$ \Delta_V $ (V/V)	$ \Delta_V $ (dB)	$ \Delta_0 - \Delta_V $ (dB)
02	3.4	98.584	3674.8	37.276	31.429	2.9778
	50 k	107.160	3643.3	34	30.630	3.777
03	12	9.567	448.89	46.921	33.42	2.80
	573	23.562	1096.05	46.518	33.35	2.88

De igual manera que para el resto de los bloques, se aportan una serie de figuras siguientes obtenidas con el osciloscopio digital Agilent MSO9254A durante la caracterización experimental del sistema prototipo 03. En ellas, el canal número 4 (morado) ha capturado las medidas la tensión de salida v_{OUT} ; mientras que el canal número 3 (azul) se ha utilizado para medir la tensión de entrada v_{IN} del amplificador.

Finalmente, la Tabla 3.29 y la

Tabla 3.30 contienen los resultados de la caracterización experimental de ambos prototipos, junto con sus especificaciones iniciales objetivo, los valores extraídos del estudio analítico del bloque y los resultados de las simulaciones llevadas a cabo en PSPICE. La primera tabla incluye los datos relativos a la ganancia suministrada por el amplificador en su banda de paso. De forma similar, la segunda tabla se centra en mostrar los valores del límite de ancho de banda del amplificador de tensión.



Fig. 3.19. Medida de señales de entrada y salida a 100 Hz para el amplificador de tensión del prototipo 03.

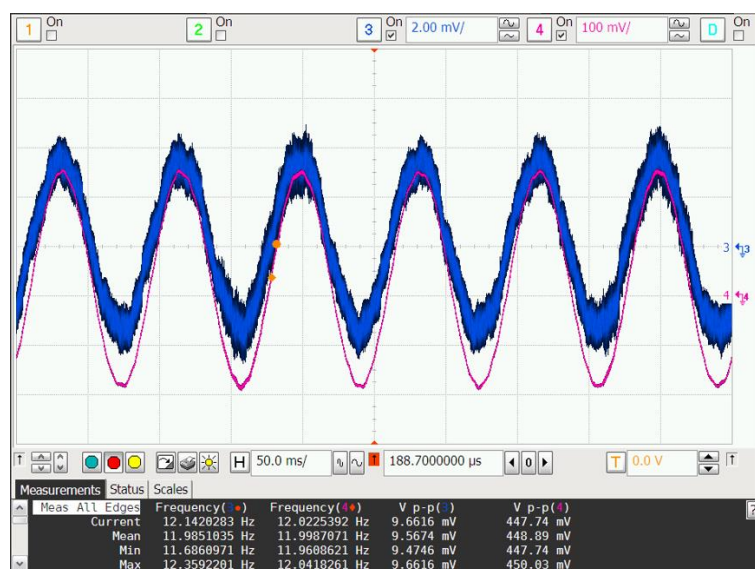


Fig. 3.20. Medida de señales de entrada y salida en el punto inferior de atenuación 3 dB para el amplificador de tensión del prototipo 03.

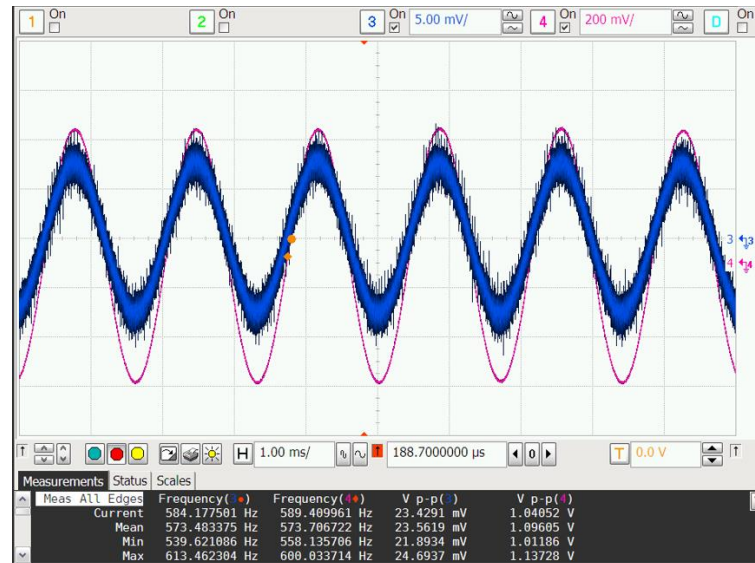


Fig. 3.21. Medida de señales de entrada y salida en el punto superior de atenuación 3 dB para el amplificador de tensión del prototipo 03.

Tabla 3.29. Comparativa de ganancias en 50 Hz, 100 Hz y 150 Hz para el bloque de amplificación de tensión.

	$ \Delta_V _{@50\text{Hz}} \text{ (V/V)}$	$ \Delta_V _{@100\text{Hz}} \text{ (V/V)}$	$ \Delta_V _{@150\text{Hz}} \text{ (V/V)}$
Especificaciones	45.45	45.45	45.45
Analítico	51	51	51
PSPICE	51	51	51
Prototipo 02	52.581	52.519	53.385
Prototipo 03	64.200	64.774	64.280

Tabla 3.30. Comparativa de ubicación de las frecuencias de atenuación -3 dB para el bloque de amplificación de tensión.

	$f_{C_{inferior}} \text{ (Hz)}$	$f_{C_{superior}} \text{ (Hz)}$
Especificaciones	0	∞
Analítico	0	~19.6 k
PSPICE	> 1	19.2 k
Prototipo 02	3.4	~50 k
Prototipo 03	< 12	> 573

En la Tabla 3.29 es apreciable la obtención de valores de ganancias ligeramente diferentes para los dos prototipos. Esto es completamente normal, además de esperando, ya que cada uno de los bloques de ganancia en tensión ha sido sintonizado para proporcionar la ganancia necesaria para proporcionar una salida de tensión $5 V_{p-p}$. Por tanto, estas discrepancias son perfectamente normales, ya que ambos circuitos se han comparado con distintas configuraciones de valores de sus potenciómetros.

Por otra parte, en la Tabla 3.30 se muestran las frecuencias de corte superior e inferior para cada filtro prototipo. En ella se aprecian valores muy dispares, particularmente en la frecuencia de corte superior del filtro, siendo esta de unos 50 kHz para el prototipo 02, y de 573 Hz para el prototipo 03. La explicación a este comportamiento puede encontrarse en la carga que tiene asociada el prototipo 03, ya que no se puede caracterizar de forma independiente. Este circuito cuenta con una carga a su salida igual a la impedancia de entrada del bloque elevador de tensión. Puede darse el caso de que la impedancia de este último tenga naturaleza capacitiva, e influya en la función de transferencia del amplificador, reduciendo significativamente su frecuencia máxima de operación. Para comprobar este efecto, sería necesario realizar simulaciones en PSPICE con ambos bloques conectados entre sí. De esta forma, sería posible conocer la impedancia de entrada del bloque elevador de tensión, así como su efecto sobre la respuesta del amplificador de tensión. En cualquier caso, debido a que el ancho de banda efectivo del bloque amplificador de tensión es más que suficiente para la señal de interés, no se ha considerado esta variación en su frecuencia de corte superior como un problema relevante para el correcto funcionamiento del sistema completo.

3.8 Elevador de tensión

El proceso de caracterización del elevador de tensión es idéntico al del amplificador de tensión. En este caso, se medirá la ganancia a 50 Hz, 100 Hz y 150 Hz, para localizar la ganancia en banda $|\Delta_0|$. Posteriormente, se identificarán los valores de frecuencia de señal para los que la ganancia desciende en 3 dB respecto a su valor en la banda de paso. Así pues, siguiendo la metodología previa, se han obtenido los resultados incluidos en la Tabla 3.31.

Dado que las frecuencias analizadas presentan ganancias similares, se ha seleccionado la frecuencia 100 Hz como frecuencia central de banda; de forma que la ganancia en banda puede describirse como $|\Delta_0| = |\Delta_V|_{@100\text{Hz}}$. A continuación, se procede a la búsqueda de las frecuencias de atenuación 3 dB, para las que la ganancia debe tomar el valor dado por la expresión $|\Delta_{-3\text{dB}}| = (|\Delta_V|_{@100\text{Hz}})/\sqrt{2}$. Así pues, la metodología de medida ha consistido en aumentar y reducir la frecuencia de la señal proporcionada por el generador de funciones, hasta encontrar los valores superior e inferior que dan como resultado una ganancia $|\Delta_{-3\text{dB}}| = (|\Delta_V|_{@100\text{Hz}})/\sqrt{2}$. Esta relación de valores para ambos circuitos prototipo se incluye en la Tabla 3.32.

Tabla 3.31. Caracterización experimental de la ganancia en banda del bloque elevador de tensión para los prototipos 02 y 03.

Prototipo	f_{IN} (Hz)	v_{IN} (mV)	v_{OUT} (mV)	$ \Delta_V $ (V/V)
02	50	4.924	4.909	0.997
	100	4.940	4.925	0.997
	150	4.945	4.925	0.996
03	50	3.505	3.466	0.989
	100	5.012	4.974	0.992
	150	4.797	4.768	0.994

Tabla 3.32. Caracterización experimental de los puntos de caída -3 dB en la ganancia del bloque elevador de tensión para los prototipos 02 y 03.

Prot.	f_{IN} (Hz)	v_{IN} (mV)	v_{OUT} (mV)	$ \Delta_V $ (V/V)	$ \Delta_V $ (dB)	$ \Delta_0 - \Delta_V $ (dB)
02	3.1	3.257	3.464	1.063	0.531	-0.557
	50 k	5.106	5.233	1.025	0.213	-0.241
03	5	101.351	86.453	0.853	-1.381	1.3
	500	1370.900	1381.100	1.007	0.057	-0.1

A continuación, se proporcionan las medidas obtenidas con el osciloscopio digital durante la caracterización experimental del sistema prototipo 03. En ellas, el canal número 4 (morado) ha tomado medidas de la tensión de salida v_{OUT} ; mientras el canal número 1 (amarillo) ha recogido de la tensión de entrada v_{IN} del amplificador.



Fig. 3.22. Medida de señales de entrada y salida a 100 Hz para el bloque elevador de tensión del prototipo 03.



Fig. 3.23. Medida de señales de entrada y salida para la frecuencia inferior de operación en el bloque elevador de tensión del prototipo 03.



Fig. 3.24. Medida de señales de entrada y salida para la frecuencia superior de operación en el bloque elevador de tensión del prototipo 03.

A modo de resumen, y con la finalidad de poder realizar una comparativa de las especificaciones iniciales, los valores analíticos, los resultados de simulación en PSPICE y las medidas experimentales obtenidas, se facilitan la Tabla 3.33 y la Tabla 3.34. La primera de ellas contiene información relativa a la respuesta frecuencial del elevador de tensión, concretamente a su ganancia en banda. Por otro lado, la Tabla 3.34 muestra los valores de frecuencia máxima y mínima de operación del bloque. En este caso, se ha intentado identificar experimentalmente las frecuencias para las que la ganancia se atenúa en -3dB, aunque los resultados no han sido los esperados.

Tabla 3.33. Comparativa de ganancias en 50 Hz, 100 Hz y 150 Hz para el bloque elevador de tensión.

	$ \Delta_V _{@50\text{Hz}} \text{ (V/V)}$	$ \Delta_V _{@100\text{Hz}} \text{ (V/V)}$	$ \Delta_V _{@150\text{Hz}} \text{ (V/V)}$
Especificaciones	1	1	1
Analítico	1	1	1
PSPICE	1	1	1
Prototipo 02	0.997	0.997	0.996
Prototipo 03	0.989	0.992	0.994

Tabla 3.34. Comparativa de ubicación de las frecuencias de atenuación -3 dB para el bloque elevador de tensión.

	$f_{c_{inferior}} \text{ (Hz)}$	$f_{c_{superior}} \text{ (Hz)}$
Especificaciones	[0, 50)	∞
Analítico	3.7	∞
PSPICE	3.6	> 10 k
Prototipo 02	< 3.1	> 50 k
Prototipo 03	< 5	> 500

Tal y como se puede apreciar, los valores de frecuencias máximas y mínimas de operación para los circuitos prototipo difieren significativamente de los valores de simulación en PSPICE. En primer lugar, las medidas del punto de $f_{-3\text{dB}}$ a bajas frecuencias se han detenido cerca de los 5 Hz, debido a la dificultad de visualización de las señales de dichas frecuencias. Por otro lado, la frecuencia $f_{-3\text{dB}}$ superior no se ha conseguido identificar, dada la dificultad para obtener señales de medida estables. Entre otras razones, la conexión de la salida de este bloque a la entrada del microcontrolador Arduino Nano puede que haya sido responsable de la degradación en la calidad de la señal a dichas frecuencias. Para comprobar este efecto, es necesario modelar la impedancia de entrada de los pines analógicos de Arduino Nano, y realizar una simulación en PSPICE añadiendo dicha impedancia como carga al bloque elevador de tensión. Sin embargo, dado que los anchos de banda del bloque son más que suficientes como para no degradar la calidad de la señal de interés, se han considerado los resultados obtenidos como válidos.

3.9 Impresión 3D

El proceso de impresión 3D consiste en estratificar materiales, en este caso plástico de tipo PLA, para crear objetos con distintas formas geométricas. Esta técnica se ha utilizado para la fabricación una mano artificial [17], valiéndonos de la impresora Creality ENDER 3, cuyas características principales se muestran en la Tabla 3.35.

Tabla 3.35. Características principales de la impresora Creality ENDER 3; extraído de [16].

Característica	Valor
Tamaño del área de impresión	220 × 220 × 250 mm (ancho × largo × alto)
Diámetro de boquilla extrusora	0.4 mm
Número de filamentos	1
Temperatura máxima del extrusor	255 °C
Temperatura máxima de la cama de impresión	110 °C
Diámetro del filamento	1.75 mm
Precisión en el eje X	0.012 mm
Precisión en el eje Y	0.012 mm
Precisión en el eje Z	0.004 mm
Velocidad máxima de impresión	120 mm/s
Auto nivelado	No
Tipos de archivos soportados	Stl, obj, G-code
Conectividad	USB o Tarjeta SD
Tamaño total de la máquina	475 × 470 × 620
Peso de la máquina	7.8 Kg

Para realizar el proceso de impresión 3D, primero se elige el diseño que se desea imprimir y se introduce el archivo “slt” en el programa “*Ultimaker Cura*”. Este programa tiene la finalidad de dividir el objeto que se va a imprimir en las diferentes capas que lo conformaran, separando el objeto de 3 dimensiones en varias vistas de 2 dimensiones. De esta forma, la impresora va depositando cada capa de 2 dimensiones una encima de la otra hasta conseguir un objeto con volumen. Además, este programa también permite establecer todos los parámetros de configuración de la impresora y de generar los soportes de la pieza.

Estos soportes son las columnas, también denominadas árboles, que soportan las partes de un modelo 3D que no están en contacto directo con una capa inferior. Así pues, son de gran importancia ya que, de no existir, el plástico caliente expulsado por el extrusor de la impresora no tendría lugar de apoyo; lo que provocaría su caída por efecto de la gravedad y dando como resultado una impresión fallida.

A modo de resumen, y a continuación, se indican las características del perfil de impresión utilizado para la creación de todos los elementos que forman parte del presente trabajo.

- **Altura de capa:** 0.2 mm (es la altura de cada capa, a mayor altura de capa más rápida será la impresión y menor la resolución de esta).
- **Ancho de línea:** 0.4 mm (normalmente es el mismo valor que el diámetro de la boquilla extrusora, no obstante reducir ligeramente este valor puede provocar mejoras en la calidad de la impresión).
- **Ancho de línea de relleno:** 0.4 mm.
- **Ancho de línea de soporte:** 0.4 mm.
- **Grosor de las paredes:** 0.8 mm (para imprimir un objeto, primero se traza su contorno con el ancho que tenga este valor, después cuando ya se tiene el contorno del objeto, el interior se rellena de forma completa o en un cierto porcentaje).
- **Porcentaje de relleno:** 90% para la mano, 50% para el resto (este valor indica que porcentaje de relleno hay en un objeto sólido, 100% significa que el objeto es completamente macizo y 0% significa que el objeto está completamente hueco y solo cuenta con paredes en su contorno).
- **Patrón de relleno:** Cuadrícula (el patrón de relleno establece al aspecto que tendrá el relleno).
- **Temperatura de impresión:** 210 °C (es la temperatura a la que sale el filamento por el extrusor, varía dependiendo del tipo de plástico utilizado. Para el PLA la temperatura ideal es de 205 °C).
- **Temperatura de la cama de impresión:** 50 °C (la cama de impresión es la superficie sobre la que se realiza la impresión. La temperatura de esta tiene un efecto muy importante en la fijación de la capa inicial. Si la cama no está suficientemente caliente, la primera capa no se adherirá correctamente a la cama, provocando la impresión fallida del objeto).
- **Velocidad de impresión:** 80 mm/s (la velocidad de impresión determina la velocidad con la que finalizará la impresión y su calidad final).
- **Velocidad de impresión de la capa inicial:** 20 mm/s (puesto que la capa inicial es la más importante, ya que si no se adhiere correctamente la impresión esta fallará, se ha optado por utilizar una velocidad lenta en esta capa para asegurar un buen resultado).

- **Generación de soportes:** sí (permite la generación de soportes para partes del objeto que no estén en contacto con una superficie bajo ellos).
- **Estructura de soporte:** árbol (la arquitectura de los soportes será de tipo árbol, según la experiencia personal, esta arquitectura crea unos soportes más fáciles de remover al finalizar la impresión y con un mejor resultado que otras estructuras).
- **Angulo de soporte mínimo:** 62° (en las zonas con una inclinación mayor de 62° se elaborarán soportes).
- **Densidad de soporte:** 15% (como el soporte tiene la única función de sujetar partes del objeto, no es necesario un gran porcentaje de relleno, ahorrando material utilizando un nivel bajo de relleno).
- **Patrón de relleno de soporte:** zigzag (el patrón con el que se rellenaran las estructuras de soporte).

A continuación, se muestran algunas de las vistas de los archivos impresos para la fabricación de la mano artificial en 3D; agrupados en “brazo y cobertura”, “dedos y palma” y “muñeca”. Los archivos de impresión se han obtenido de una fuente de uso libre, cuya referencia se incluye en la sección de bibliografía de este trabajo [17].

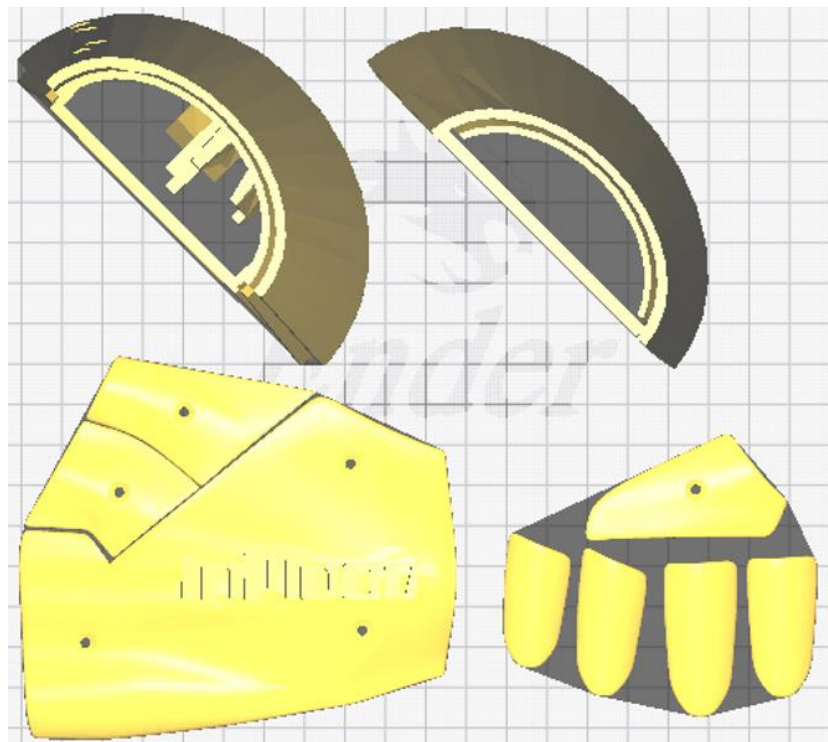


Fig. 3.25. Vista superior del brazo y la cobertura.



Fig. 3.26. Vista de frente del brazo y la cobertura.

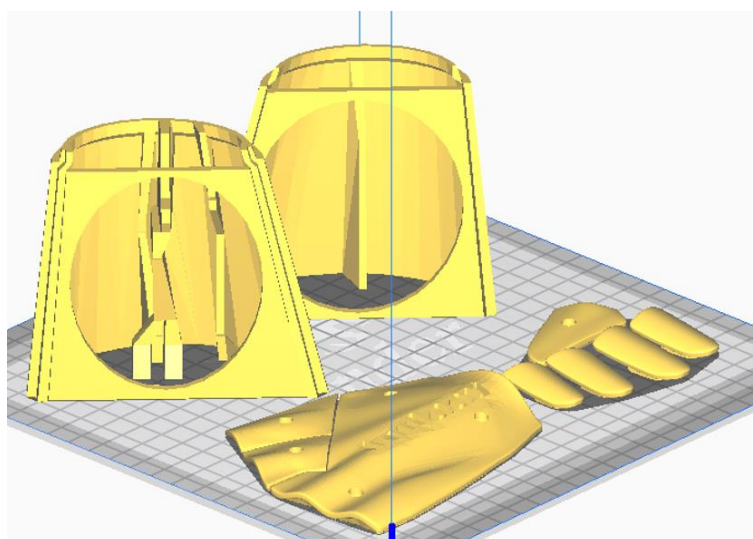


Fig. 3.27. Vista desde la esquina del brazo y las coberturas.

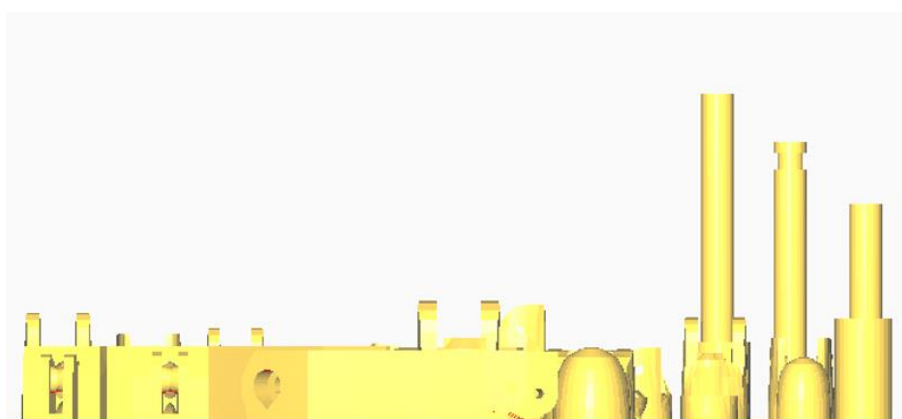


Fig. 3.28. Vista frontal de los dedos y la palma.

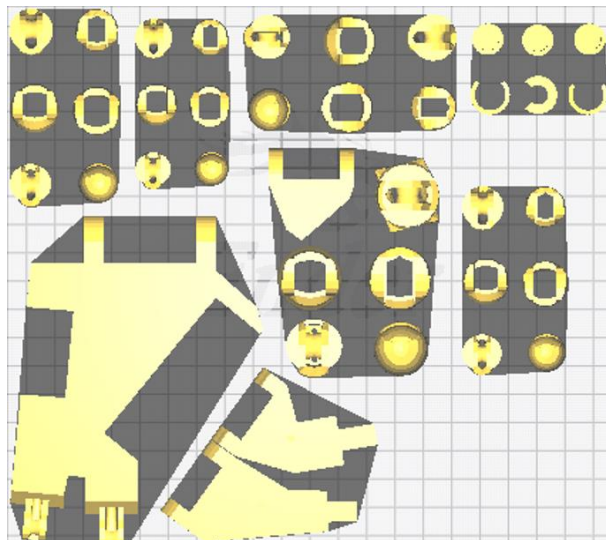


Fig. 3.29. Vista superior de los dedos y la palma.

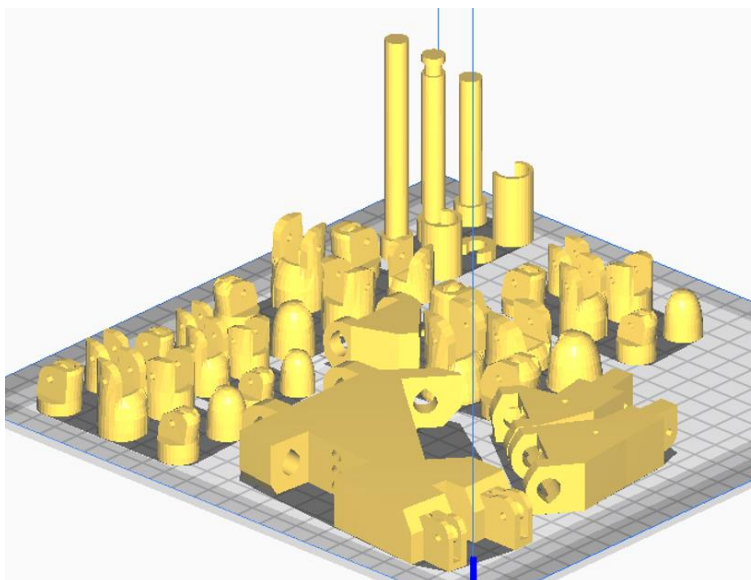


Fig. 3.30. Vista desde la esquina de los dedos y la palma.



Fig. 3.31. Vista frontal de las partes de la muñeca.

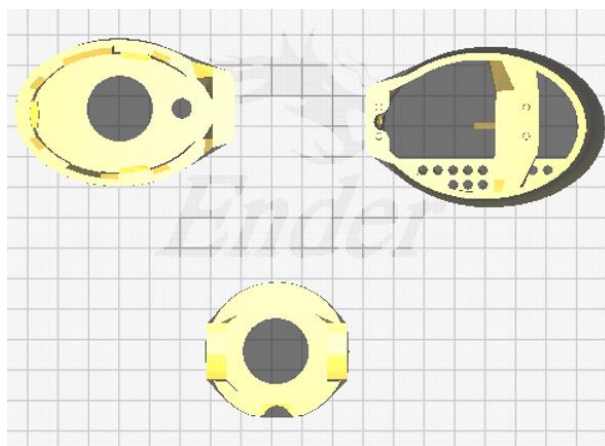


Fig. 3.32. Vista superior de las partes de la muñeca.

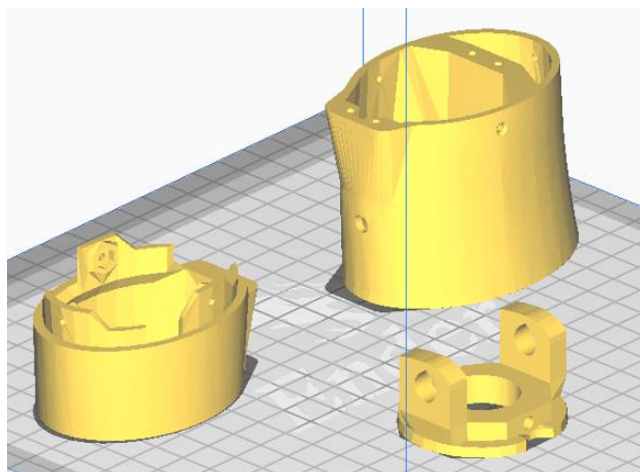
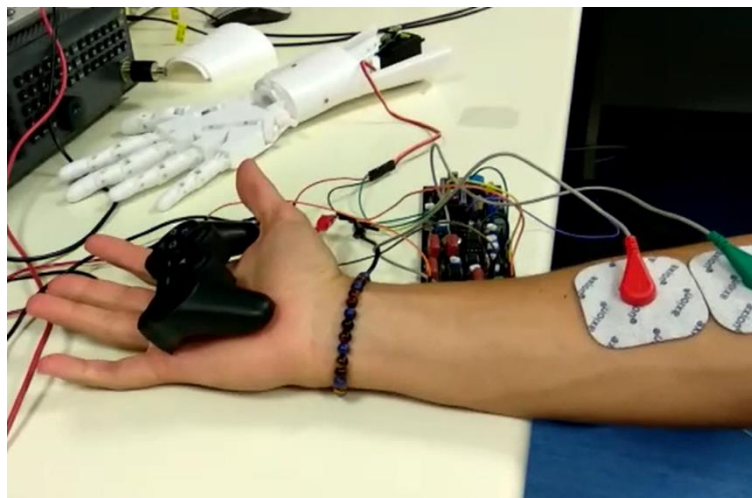


Fig. 3.33. Vista superior de las partes de la muñeca.

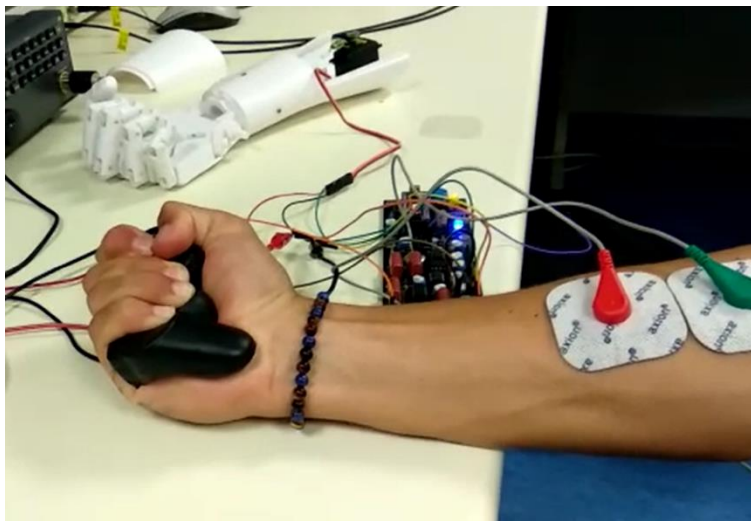
3.10 Sistema Completo

Teniendo ya diseñadas y fabricadas todas las partes que conforman el sistema completo, mostrado en la Fig. 3.34, tan solo resta comprobar su funcionamiento. Para ello, es conectar los electrodos al músculo correspondiente del brazo, tal y como se ha explicado en apartados anteriores. Por otra parte, se alimentará tanto el sistema encargado de procesar la señal, como el servomotor encargado del movimiento de la mano protésica. Es importante que la alimentación del motor sea diferente a la del resto del sistema, pues se ha observado un comportamiento errático del servomotor cuando la alimentación es compartida. Así pues, se recomienda una alimentación del servomotor ligeramente inferior 5 V, para limitar su sobrecalentamiento. Un valor de tensión menor, como cercano a los 3 V, garantiza el correcto funcionamiento del servomotor y evita los aumentos de temperatura de este.

Durante la fase de pruebas del sistema completo, se observó que en ciertas ocasiones el periodo de calibración comenzaba sin haber presionado el botón que lo inicia. Tras una ligera edición del código en Arduino, con la finalidad de monitorizar el estado del *Pin* encargado de comenzar la fase de calibración, se determinó que este permanecía en valor alto incluso después de haber sido soltado. Este problema se solucionó utilizando en dicho *Pin* una resistencia de “pull down” de valor 100 k Ω . Esta resistencia permite establecer un voltaje de reposo adecuado para los momentos en que el pulsador no está presionado, asegurando así la lectura de un valor correcto en dicho *Pin*. Adicionalmente, se detectó otro problema que tenía relación con las soldaduras y su contacto con la piel. Al probar la placa directamente sobre el brazo, se observó que, en las ocasiones en las que la placa estaba más próxima a la piel, el funcionamiento de esta no siempre correspondía al esperado. Tras una fase de pruebas, se determinó que el problema residía en que algunas de las soldaduras hacían contacto con el brazo, produciendo un mal funcionamiento del sistema. Este problema se solucionó soldando los dos conectores de los electrodos mediante un cable a sus respectivos terminales. No obstante, una solución más adecuada con el objetivo de utilizar la placa adherida al brazo sería aislar eléctricamente la parte inferior de la PCB por completo; exceptuando las zonas de conexión de los electrodos. Este aislamiento podría llevarse a cabo mediante la aplicación de una resina no conductora. Una vez solucionados estos problemas, las siguientes pruebas que se llevaron a cabo fueron exitosas; produciéndose el cierre de la mano protésica cuando se realizaba el cierre de la mano real. Del mismo modo, la prótesis realizaba una apertura cuando esta se producía en su equivalente real. Se han realizado pruebas en 6 sujetos diferentes, todas ellas con un resultado exitoso; obtenido así un resultado de 100% de compatibilidad. No obstante, en las pruebas realizadas, se observó que, dependiendo del sujeto de pruebas, los niveles de fuerza medidos variaban. Así pues, algunos individuos han tenido que aplicar más presión en el cierre de su mano para poder encender los 4 LEDS azules que miden la cantidad de fuerza que se ejerce.



(a)



(b)

Fig. 3.34. Captura del funcionamiento del sistema prototipo desarrollado; (a) Mano abierto; (b) Mano cerrada.

4 Conclusiones

El objetivo de este trabajo es el diseño, montaje y caracterización de un sistema de detección, filtrado, amplificación y análisis de las señales eléctricas EMG de amplitud reducida, producidas por las neuronas motoras de la mano cuya consecuencia es la flexión y apertura de esta. El resultado perseguido es la realización de un prototipo de prótesis funcional, a un precio reducido, utilizando componentes electrónicos no especializados de bajo coste y materiales de fabricación baratos, como el ácido poli láctico (PLA). De entre las conclusiones más importantes extraídas de la realización de este trabajo, se destacan las siguientes.

- La señal eléctrica EMG que obtenemos de las neuronas motoras a través de los electrodos, muestra una amplitud ligeramente menor a la esperada e indicada en las referencias bibliográficas consultadas. Aun así, el amplificador diferencial, elaborado a partir de un amplificador de instrumentación, cumple las especificaciones establecidas en un principio, aportando una ganancia suficiente a la señal y reduciendo en gran medida el ruido presente en los electrodos.
- Por otro lado, las etapas de filtrado, tanto paso bajo como paso alto, se han llevado a cabo utilizando una topología Sallen-Key; produciendo dos filtros de segundo orden con una gran atenuación de la señal fuera de banda de paso. Por el contrario, su ganancia en banda es ligeramente inferior a la especificada, hecho que se soluciona con la etapa de amplificación de tensión posterior. Por otra parte, el ancho de banda de los filtros es perfectamente adecuado, y atenúa fuertemente ruidos producidos por artefactos de movimiento, por la línea de alimentación, por radiaciones electromagnéticas del ambiente, etc.
- La etapa de amplificación de tensión final aporta esa ganancia necesaria en cada prototipo, utilizada para obtener una señal de amplitud $5 V_{p-p}$. Gracias al añadido de potenciómetros, la ganancia es sintonizable según los requerimientos del sistema y la magnitud de la señal EMG recogida. Además, el ancho de banda de este bloque se ha comprobado completamente adecuado, respetando las especificaciones impuestas.
- El ultimo bloque analógico es el elevador de tensión, cuya tarea consiste en aumentar el valor medio de la señal de forma que el microcontrolador sea capaz de recibirla y procesarla. Este bloque cumple también con la condición de tener una ganancia cercana a $1 V/V$, de forma que no provoque atenuación alguna en la señal. Además, posee un ancho de banda más que suficiente en comparación a las especificaciones impuestas inicialmente.
- El microcontrolador Arduino Nano, capta correctamente la señal a la salida del elevador de tensión y la procesa de forma adecuada, obteniendo un indicador de la fuerza que se ejerce al cerrar la mano. Además, el código de funcionamiento creado para Arduino Nano permite calibrar el límite inferior de fuerza necesaria para activar los motores, mediante el uso de un potenciómetro, y ofrece un control preciso del motor.

A pesar de haber cumplido satisfactoriamente los objetivos propuestos en el presente proyecto aún quedan aspectos en los cuales se podrían realizar mejoras funcionales significativas. Estas posibles mejoras se han agrupado dentro de las futuras líneas de investigación que surgen a raíz de la realización de este trabajo.

- Integración de *hardware* con la capacidad de análisis y aprendizaje en tiempo real sobre las señales EMG captadas y su asociación con gestos predefinidos. Esta línea de investigación se centraría en la posibilidad de integración de un *hardware* específico para inteligencia artificial y/o redes neuronales, con la capacidad de análisis y clasificación en tiempo real de la señal EMG que se está recibiendo en el microcontrolador. De esta forma, se podría distinguir si la señal captada proviene de la flexión de un determinado dedo u otro, o si simplemente se ha captado la señal EMG de flexión de un musculo cercano al de interés. Esto dotaría al sistema de la capacidad de mover cada dedo de la mano de forma independiente, consiguiendo así un reemplazo funcional casi completo para el miembro perdido del sujeto.
- Integración de *hardware* que permita la comunicación inalámbrica mediante *Bluetooth* o *WIFI*. Esta línea de investigación permitiría la comunicación inalámbrica entre el sistema de captación, filtrado, amplificación y análisis de la señal y la propia mano protésica; pudiendo eliminar los cables destinados a propósitos de comunicación entre el sistema y la prótesis. Por otra parte, también permitiría la monitorización de cualquier parámetro de interés como, por ejemplo, la amplitud de la propia señal o el porcentaje de batería restante desde cualquier dispositivo con capacidad de conexión *Bluetooth* o *WIFI*.
- Integración completa del sistema en un único circuito integrado. Esta línea de investigación estaría enfocada principalmente a la creación de una marca o producto comercial que permita poder costear el precio de la elaboración de un circuito integrado a medida. La creación de un único circuito integrado para todo el sistema permitiría la reducción de tamaño en gran medida, lo que aumentaría la comodidad. Otro factor importante sería una reducción del consumo por tener un menor tamaño de dispositivos, y también mejoraría el ruido debido factores ambientales, y al efecto de resistencias y capacidades parásitas presentes en el prototipo discreto.
- Modelo 3D más realista y utilización de materiales similares en tacto a la piel. Esta línea de investigación, al igual que la anterior, estaría más destinada a la comercialización del producto, teniendo como objetivo conseguir una prótesis funcional, con un alto valor estético; pudiendo llegar a ser confundida con una mano natural.

5 Anexos

5.1 Códigos de Matlab

5.1.1 Programa “FILTRO_SALLEN-KEY_PASOBAJO_01”

```

% *****
% PROGRAMA "FILTRO_SALLEN-KEY_PASOBAJO_01.m"
% *****
%{
% Programa de diseño de un filtro paso bajo de segundo orden con topología
% Sallen-Key.
%
% Se considera el listado de dispositivos comerciales para la obtención de
% la mejor relación para alcanzar una frecuencia de corte definida por el
% usuario.
%
% -----
% Relación de parámetros de interés:
% -----
%
% -> F0: frecuencia de corte del filtro (Hz).
%
% -> AV0: ganancia del filtro (V/V).
%
% -> R_LIST: lista de resistencias discretas comerciales (Ohm).
%
% -> C_LIST: lista de capacidades discretas comerciales (F).
%
% -> IMAX: intensidad de salida máxima del amplificador operacional (A).
%
% -> PMAX_R: potencia máxima disipable por las resistencias (W).
%
% -----
% Referencias bibliográficas
% -----
% Las ecuaciones y modelos utilizados en este programa se han obtenido de
% las referencias siguientes:
%
% [1] A.D. Sedra, "Microelectronic Circuits", 6ª edición, Oxford University
%     Press, 2017.
%
% [2] B. Razavi, "Fundamentals of Microelectronics", 2ª edición, John
%     Wiley & Sons Inc., 2018.
%
% }
%
% Aurelio Fernández Pellón.
% Universidad de Cantabria 2022.
% *****
% *****
% *****

% =====
% INICIALIZACIÓN DEL PROGRAMA.
% =====

clc;
clear all;
close all;

% =====
% SEÑALIZACIÓN POR PANTALLA DEL INICIO DEL PROGRAMA.
% =====
disp('=====');
```

```

disp('Ejecutando "FILTRO_SALLEN-KEY_PASOBAJO_01.m"');
disp('=====');

% =====
% DEFINICIÓN DE PARÁMETROS INICIALES.
% =====
% Listado de valores de resistencias discretas comerciales (Ohm).
R_INI=[1, 1.2, 1.5, 1.8, 2.2, 2.7, 3.3, 3.9, 4.7, 5.1, 5.6, 6.8, 8.2];
R_LIST=...
    [R_INI, R_INI*10, R_INI*100, R_INI*1E3,...
     R_INI*1E4, R_INI*1E5, R_INI*1E6];

% Listado de valores de capacidades discretas comerciales (F).
C_INI=[1, 1.2, 2.2, 3.0, 3.3, 4.7, 5.6, 6.8, 8.2];
C_LIST=...
    [C_INI*1E-7, C_INI*1E-6, C_INI*1E-5, C_INI*1E-4,...
     C_INI*1E-3, C_INI*1E-2];

% Frecuencia de corte de referencia para el diseño del filtro (Hz).
FH=150;

% Frecuencia de corte objetivo del filtro (Hz).
F0=250;

% Ganancia del filtro (V/V).
AV0=1;

% Intensidad de salida máxima del amplificador operacional (A).
IMAX=200E-6;

% Potencia máxima disipable por las resistencias (W).
PMAX_R=0.25;

% =====
% ANÁLISIS DEL FILTRO DE SEGUNDO ORDEN SALLEN-KEY PASO BAJO.
% =====

% -----
% Relación de Expresiones del filtro SALLEN-KEY paso bajo.
% {
%
% Las expresiones que definen el comportamiento de un filtro de segundo
% orden de tipo Sallen-Key paso bajo, se muestran a continuación:
% 1)  $H(s) = n0/[s^2 + (w0/Q0)*s + w0^2]$ 
% 2)  $H(jw) = K/[1 - (w/w0)^2 + j*w/(Q0*w0)]$ 
% 3)  $F0 = 1/\sqrt{C1*C2*R1*R2}$ 
% 4)  $Q0 = \sqrt{C1*C2*R1*R2/(C2*(R1+R2))^2}$ 
%
% Para facilitar la selección de componentes del filtro, se ha optado por
% considerar las siguientes igualdades:
% ->  $R1 = R2 = R0$ 
% ->  $C1 = C2 = C0$ 
% }
% -----

% -----
% Generación de matriz de valores de resistencias (Ohm).
% {
% -----
% Propiedades de la matriz "R_MATRIX":
% -----
%
% -> Matriz de tamaño [length(C_LIST), length(R_LIST)]
% -> Cada una de las filas de la matriz corresponde con la lista de
%     valores de resistencias en "R_LIST".
% -> El número de filas de la matriz es igual al número de valores de
%     capacidades consideradas en la lista "C_LIST".
%
% }
% -----
R_MATRIX=ones(length(C_LIST),1)*R_LIST;

% -----
% Generación de matriz de valores de capacidades (F).

```

```

%{
% -----
% Propiedades de la matriz "C_MATRIX":
% -----
%
% -> Matriz de tamaño [length(C_LIST), length(R_LIST)]
% -> Cada una de las columnas de la matriz corresponde con la lista de
%     valores de capacidades en "C_LIST".
% -> El número de columnas de la matriz es igual al número de valores de
%     resistencias consideradas en la lista "R_LIST".
%
%}
% -----
C_MATRIX=C_LIST'*ones(1,length(R_LIST));

% -----
% Generación de matrices de almacenamiento de datos.
% -----
F_MATRIX=zeros(length(C_LIST),length(R_LIST));
IOUT_MATRIX=zeros(length(C_LIST),length(R_LIST));
P_MATRIX=zeros(length(C_LIST),length(R_LIST));

% -----
% Cálculo de la frecuencia de corte del filtro (Hz).
%{
% -----
% Frecuencia de corte del filtro SALLEN-KEY paso bajo:
% -----
%
% ->  $F_0 = 1/(2\pi\sqrt{C_1C_2R_1R_2}) = 1/(2\pi\sqrt{C_0R_0})$ 
%
%}
% -----
F_MATRIX=1./(2*pi*sqrt((R_MATRIX.^2).*(C_MATRIX.^2)));

% -----
% Cálculo del factor de calidad del filtro (-).
%{
% -----
% Factor de calidad del filtro SALLEN-KEY paso bajo:
% -----
%
% ->  $Q_0 = \sqrt{C_1C_2R_1R_2/(C_2*(R_1+R_2))^2}$ 
%
%}
% -----
Q0_MATRIX=...
    sqrt(C_MATRIX.*C_MATRIX.*R_MATRIX.*R_MATRIX./(C_MATRIX.*(R_MATRIX+R_MATRIX)).^2);

% -----
% Error absoluto de la frecuencia de corte obtenida respecto al valor
% de frecuencia de corte objetivo (Hz).
% -----
F_ERROR_ABS=abs(F0.*ones(size(F_MATRIX))-F_MATRIX);

% -----
% Error relativo de la frecuencia de corte obtenida respecto al valor
% de frecuencia de corte objetivo (%).
% -----
F_ERROR_REL=...
    (abs(F0.*ones(size(F_MATRIX))-F_MATRIX)./...
    (F0.*ones(size(F_MATRIX))))*100;

% -----
% Valor de error relativo máximo considerado como aceptable para validar la
% selección de componentes (%).
% -----
TOL=5;

% -----
% Conjunto de valores óptimos de resistencia y capacidad.
% -----
F0_OPT=F_MATRIX(F_ERROR_REL<TOL);
R0_OPT=R_MATRIX(F_ERROR_REL<TOL);
C0_OPT=C_MATRIX(F_ERROR_REL<TOL);
Q0_OPT=Q0_MATRIX(F_ERROR_REL<TOL);
F0_ERROR_REL=F_ERROR_REL(F_ERROR_REL<TOL);

```

```

% =====
% CÁLCULO DE LA MAGNITUD DEL DIAGRAMA DE BODE DEL FILTRO.
% =====

% -----
% Valores de frecuencia a considerar en el diagrama (Hz).
% -----
F_MIN=1;
F_MAX=250;
F_PTOS=250;
F_VALUES=linspace(F_MIN,F_MAX,F_PTOS);
W_VALUES=2*pi*F_VALUES;

% -----
% Generación de vectores de datos.
% -----
W_VECTOR=ones(length(F0_OPT),1)*W_VALUES;
F0_VECTOR=F0_OPT*ones(1,length(F_VALUES));
W0_VECTOR=2*pi*F0_VECTOR;
Q0_VECTOR=Q0_OPT*ones(1,length(F_VALUES));

% -----
% Función de transferencia del filtro SALLÉN-KEY paso bajo.
%{
% Expresión de la función de transferencia para un filtro SALLÉN-KEY de tipo
% paso bajo con ganancia unidad.
%
%   ->  $H(jw) = K/[1 - (w/w0)^2 + j*w/(Q0*w0)]$ 
%        $= 1/[1 - (w/w0)^2 + j*w/(Q0*w0)]$ 
%
%}
% -----
H_VALUES=...
    1./(1-(W_VECTOR./W0_VECTOR).^2+1i*W_VECTOR./(Q0_VECTOR.*W0_VECTOR));
H_ABS=abs(H_VALUES);
H_ABS_dB=20*log10(H_ABS);

% -----
% Valor de ganancia en la frecuencia de corte objetivo.
% -----
%{
% Obtención del valor de la función de transferencia del filtro para la
% frecuencia objetivo de diseño indicada por el usuario.
%
%   -> Frecuencia objetivo del filtro definida como "FH".
%
%}
H_ABS_FH=abs(...
    1./(1-((2*pi*FH)./W0_VECTOR).^2+1i*(2*pi*FH)./(Q0_VECTOR.*W0_VECTOR)));
H_ABS_FH_dB=20*log10(H_ABS_FH);

% -----
% Valor de ganancia en la frecuencia de corte conseguida.
% -----
%{
% Obtención del valor de la función de transferencia del filtro para la
% frecuencia aproximada de diseño indicada por el usuario.
%
%   -> Frecuencia aproximada del filtro definida como "F0".
%
%}
H_ABS_F0=abs(...
    1./(1-((2*pi*F0)./W0_VECTOR).^2+1i*(2*pi*F0)./(Q0_VECTOR.*W0_VECTOR)));
H_ABS_F0_dB=20*log10(H_ABS_F0);

% =====
% PRESENTACIÓN DE DATOS POR PANTALLA.
% =====
% Impresión de resultados del programa por pantalla.
disp(' ');
disp('-----');
disp('PARÁMETROS INICIALES DEL PROGRAMA');

```

```

disp('-----');
disp(' ');
fprintf('\t -> Frecuencia de corte objetivo. \n');
fprintf('\t -> f0 = %g Hz \n',F0);
disp(' ');
fprintf('\t -> Valores límites de resistencias consideradas. \n');
fprintf('\t -> min(R) = %g Ohm \n',min(R_LIST));
fprintf('\t -> max(R) = %g Ohm \n',max(R_LIST));
disp(' ');
fprintf('\t -> Valores límites de capacidades consideradas. \n');
fprintf('\t -> min(C) = %g uF \n',min(C_LIST)*1E6);
fprintf('\t -> max(C) = %g uF \n',max(C_LIST)*1E6);
disp(' ');
fprintf('\t -> Tolerancia de error relativo en la frecuencia de corte. \n');
fprintf('\t -> Tol = %g %% \n',TOL);
disp(' ');
disp(' ');
disp('-----');
disp('RESULTADOS DE OPTIMIZACIÓN DE COMPONENTES');
disp('-----');
for i=1:length(F0_OPT)
    disp(' ');
    fprintf('\t -> Solución número: %g \n',i);
    fprintf('\t -> R1 = R2 = R = %g Ohm \n',R0_OPT(i));
    fprintf('\t -> C1 = C2 = C = %g uF \n',C0_OPT(i)*1E6);
    fprintf('\t -> f = %g Hz \n',F0_OPT(i));
    fprintf('\t -> Error = (|f0-f|/f)*100 = %g %% \n',...
        (abs(F0-F0_OPT(i))/F0)*100);
    fprintf('\t -> |Av|(dB) = %g dB @ f = %g Hz \n',...
        H_ABS_F0_dB(i),F0);
    fprintf('\t -> |Av|(dB) = %g dB @ f = %g Hz \n',...
        H_ABS_FH_dB(i),FH);
end
disp(' ');
disp(' ');

% =====
% SEÑALIZACIÓN POR PANTALLA DEL FINAL DEL PROGRAMA.
% =====
disp('=====');
disp('"FILTRO_SALLEN-KEY_PASOBAJO_01.m" terminado');
disp('=====');

% =====
% REPRESENTACIÓN DE RESULTADOS.
% =====

% -----
% DEFINICIÓN DE FORMATO DE IMÁGENES.
% -----
% Tamaño de la imagen (cm).
% FIG_DX=7.20;
% FIG_DY=4.5;
% FIG_DX=14;
% FIG_DY=6;
FIG_DX=15;
FIG_DY=7;

% Nombre de la imagen.
IMG01='FILTRO_SALLEN-KEY_PASOBAJO_01_01';
IMG02='FILTRO_SALLEN-KEY_PASOBAJO_01_02';
IMG03='FILTRO_SALLEN-KEY_PASOBAJO_01_03';
IMG04='FILTRO_SALLEN-KEY_PASOBAJO_01_04';
IMG05='FILTRO_SALLEN-KEY_PASOBAJO_01_05';
IMG06='FILTRO_SALLEN-KEY_PASOBAJO_01_06';

% Formato de la imagen.
% 01) FORMATO==0 <--> '.emf'
% 02) FORMATO==1 <--> '.png'
% 03) FORMATO==2 <--> '.pdf'
FORMATO=0;

% Tamaño de marcadores en los ejes de la figura.

```

```

AXIS_FONT=0.07*FIG_DY;

% Tamaño de título en la figura.
TITLE_FONT=0.08*FIG_DY;

% Tamaño de etiquetas en la figura.
LABEL_FONT=0.075*FIG_DY;

% Tamaño de leyendas en la figura.
LEYENDA_FONT=10.5;
LEYENDA_FONT=12;

% Tamaño de texto incluido en la figura.
TEXTO_FONT=0.06*FIG_DY;

% -----
% GRÁFICA 01: FRECUENCIA DE CORTE DEL FILTRO PASO BAJO SALLEN-KEY.
%   -> REPRESENTACIÓN PARA CADA UNA DE LAS SELECCIONES DE DISPOSITIVOS.
%   -> IDENTIFICACIÓN DE LA FRECUENCIA DE CORTE.
% -----
% Nombre de la figura.
FIG_NAME=IMG01;

% Número de gráficas a incluir en la figura.
%   -> Curvas correspondientes al primer eje de ordenadas.
GRAF_NUM_01=1;

% Coordenadas del eje de abscisas de los datos a representar.
X_DATA=[];
X_DATA=C_MATRIX;

% Coordenadas del eje de ordenadas de los datos a representar.
Y_DATA=[];
Y_DATA=R_MATRIX;

% Coordenadas del eje de cotas de los datos a representar.
Z_DATA=[];
Z_DATA=F_MATRIX;

% Color de gráfica de superficie 3D.
SURF_COLOR='interp';

% Tipo de línea de gráfica de superficie 3D.
SURF_LINE=': ';

% Vista para ejes de representación de gráfica 3D.
% SURF_VIEW=[1 -1 1];
% SURF_VIEW=[-130 35];
SURF_VIEW=[135 45];

% Número de puntos de interés a incluir en la figura.
POINT_NUM=0;

% Coordenadas de puntos a resaltar en la gráfica 3D.
POINT_X=[];
POINT_Y=[];
POINT_Z=[];

% Tipos de marcadores para representar los puntos de interés en la gráfica
% de superficie 3D.
POINT_TYPE=[];

% Colores de marcadores para representar los puntos de interés en la
% gráfica de superficie 3D.
POINT_COLOR=[];

% Tamaño de marcadores para representar los puntos de interés en la
% gráfica de superficie 3D.
POINT_SIZE=[];

% Texto sobre los marcadores para representar los puntos de interés en la
% gráfica de superficie 3D.
POINT_TEXT=[];

% Tamaño de fuente de texto para los marcadores con los que representar
% los puntos de interés en la gráfica de superficie 3D.

```

```

POINT_FONT=TEXTO_FONT;

% Formato de visualización de datos en cada uno de los ejes de coordenadas
% del espacio de representación 3D.
X_SCALE='log';
Y_SCALE='log';
Z_SCALE='log';

% Indicación de representación de barra de colores en la figura.
BAR_USE=1;

% Título de barra de colores en la figura.
BAR_TITLE='f_{H} (Hz)';

% Tamaño de fuente de texto para el título y marcadores de la barra de
% colores de la figura.
BAR_FONT=0.8*LEYENDA_FONT;

% Posición de barra de colores en la figura.
BAR_POS='eastoutside';

% Número de elementos de texto a añadir a la figura.
TEXTO_NUM=0;

% Texto a añadir a la figura.
TEXTO_DATA=[];

% Contenido de la leyenda a incluir en la figura.
LEYENDA_DATA=[];

% Posición de la leyenda en la figura.
LEYENDA_POS='Best';

% Límites de representación en el eje de abscisas de la figura.
XLIM_DATA=[];

% Límites de representación en el eje de ordenadas de la figura.
YLIM_DATA=[];

% Límites de representación en el eje de cotas de la figura.
ZLIM_DATA=[ ];

% Título de la gráfica incluida en la figura.
TITLE_DATA=strcat('Filtro SALLEN-KEY Paso Bajo: $$f_{H}$$ vs. ',...
    ' dispositivos $$R$$ y $$C$$');

% Etiqueta a añadir al eje de abscisas de la figura.
XLABEL_DATA='$$C$$ (F)';

% Etiqueta a añadir al eje de ordenadas de la figura.
YLABEL_DATA='$$R$$ ($$\Omega$$)';

% Etiqueta a añadir al eje de cotas de la figura.
ZLABEL_DATA='Frecuencia de corte, $$f_{H}$$ (Hz)';

% Selección de dibujo de la figura en pantalla.
FIG_DIB=1;

% Selección de guardado de la figura en disco.
FIG_SAVE=1;

% Creación de la figura y dibujo de las gráficas.
% -> Función "FCN_GRAFICAS_SURF_2021":
[SALIDA] = FCN_GRAFICAS_SURF_2021(X_DATA,Y_DATA,Z_DATA,POINT_NUM,...
    FIG_NAME,1.5*FIG_DX,1.5*FIG_DY,...
    SURF_COLOR,SURF_LINE,SURF_VIEW,...
    POINT_X,POINT_Y,POINT_Z,...
    POINT_TYPE,POINT_COLOR,POINT_SIZE,POINT_TEXT,POINT_FONT,AXIS_FONT,...
    X_SCALE,Y_SCALE,Z_SCALE,...
    BAR_USE,BAR_TITLE,BAR_POS,BAR_FONT,...
    TEXTO_DATA,TEXTO_NUM,TEXTO_FONT,...
    LEYENDA_DATA,LEYENDA_FONT,LEYENDA_POS,...
    TITLE_DATA,TITLE_FONT,...
    XLIM_DATA,YLIM_DATA,ZLIM_DATA,...
    XLABEL_DATA,YLABEL_DATA,ZLABEL_DATA,LABEL_FONT,...
    FIG_DIB,FIG_SAVE,FORMATO);

```

```

% -----
% GRÁFICA 02: ERROR EN LA FRECUENCIA DE CORTE DEL FILTRO PASO BAJO SALLEN-KEY.
% -> REPRESENTACIÓN PARA CADA UNA DE LAS SELECCIONES DE DISPOSITIVOS.
% -> ERROR RELATIVO ENTRE LA FRECUENCIA DE CORTE OBTENIDA Y LA OBJETIVO.
% -----
% Nombre de la figura.
FIG_NAME=IMG02;

% Número de gráficas a incluir en la figura.
% -> Curvas correspondientes al primer eje de ordenadas.
GRAF_NUM_01=1;

% Coordenadas del eje de abscisas de los datos a representar.
X_DATA=[];
X_DATA=C_MATRIX;

% Coordenadas del eje de ordenadas de los datos a representar.
Y_DATA=[];
Y_DATA=R_MATRIX;

% Coordenadas del eje de cotas de los datos a representar.
Z_DATA=[];
Z_DATA=F_ERROR_REL;

% Color de gráfica de superficie 3D.
SURF_COLOR='interp';

% Tipo de línea de gráfica de superficie 3D.
SURF_LINE=': ';

% Vista para ejes de representación de gráfica 3D.
% SURF_VIEW=[1 -1 1];
% SURF_VIEW=[-130 35];
% SURF_VIEW=[135 45];

% Número de puntos de interés a incluir en la figura.
POINT_NUM=0;

% Coordenadas de puntos a resaltar en la gráfica 3D.
POINT_X=[];
POINT_Y=[];
POINT_Z=[];

% Tipos de marcadores para representar los puntos de interés en la gráfica
% de superficie 3D.
POINT_TYPE=[];

% Colores de marcadores para representar los puntos de interés en la
% gráfica de superficie 3D.
POINT_COLOR=[];

% Tamaño de marcadores para representar los puntos de interés en la
% gráfica de superficie 3D.
POINT_SIZE=[];

% Texto sobre los marcadores para representar los puntos de interés en la
% gráfica de superficie 3D.
POINT_TEXT=[];

% Tamaño de fuente de texto para los marcadores con los que representar
% los puntos de interés en la gráfica de superficie 3D.
POINT_FONT=TEXT_FONT;

% Formato de visualización de datos en cada uno de los ejes de coordenadas
% del espacio de representación 3D.
X_SCALE='log';
Y_SCALE='log';
Z_SCALE='log';

% Indicación de representación de barra de colores en la figura.
BAR_USE=1;

% Título de barra de colores en la figura.
BAR_TITLE='E_{rel} (%)';

% Tamaño de fuente de texto para el título y marcadores de la barra de

```

```

% colores de la figura.
BAR_FONT=0.8*LEYENDA_FONT;

% Posición de barra de colores en la figura.
BAR_POS='eastoutside';

% Número de elementos de texto a añadir a la figura.
TEXTO_NUM=0;

% Texto a añadir a la figura.
TEXTO_DATA=[];

% Contenido de la leyenda a incluir en la figura.
LEYENDA_DATA=[];

% Posición de la leyenda en la figura.
LEYENDA_POS='Best';

% Límites de representación en el eje de abscisas de la figura.
XLIM_DATA=[];

% Límites de representación en el eje de ordenadas de la figura.
YLIM_DATA=[];

% Límites de representación en el eje de cotas de la figura.
ZLIM_DATA=[ ];

% Título de la gráfica incluida en la figura.
TITLE_DATA=strcat('Filtro SALLEN-KEY Paso Bajo: $$E_{rel}$$ vs. ',...
    ' dispositivos $$R$$ y $$C$$');

% Etiqueta a añadir al eje de abscisas de la figura.
XLABEL_DATA='$$C$$ (F)';

% Etiqueta a añadir al eje de ordenadas de la figura.
YLABEL_DATA='$R$ ($$\Omega$$)';

% Etiqueta a añadir al eje de cotas de la figura.
ZLABEL_DATA='Error relativo de $$f_{H}$$, $$E_{rel}$$ (\%)';

% Selección de dibujo de la figura en pantalla.
FIG_DIB=1;

% Selección de guardado de la figura en disco.
FIG_SAVE=1;

% Creación de la figura y dibujo de las gráficas.
% -> Función "FCN_GRAFICAS_SURF_2021":
[Salida] = FCN_GRAFICAS_SURF_2021(X_DATA,Y_DATA,Z_DATA,POINT_NUM,...
    FIG_NAME,1.5*FIG_DX,1.5*FIG_DY,...
    SURF_COLOR,SURF_LINE,SURF_VIEW,...
    POINT_X,POINT_Y,POINT_Z,...
    POINT_TYPE,POINT_COLOR,POINT_SIZE,POINT_TEXT,POINT_FONT,AXIS_FONT,...
    X_SCALE,Y_SCALE,Z_SCALE,...
    BAR_USE,BAR_TITLE,BAR_POS,BAR_FONT,...
    TEXTO_DATA,TEXTO_NUM,TEXTO_FONT,...
    LEYENDA_DATA,LEYENDA_FONT,LEYENDA_POS,...
    TITLE_DATA,TITLE_FONT,...
    XLIM_DATA,YLIM_DATA,ZLIM_DATA,...
    XLABEL_DATA,YLABEL_DATA,ZLABEL_DATA,LABEL_FONT,...
    FIG_DIB,FIG_SAVE,FORMATO);

% -----
% GRÁFICA 03: DIAGRAMA DE BODE EN MAGNITUD.
% -> MAGNITUD DE LA FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DEL FILTRO.
% -> REPRESENTACIÓN PARA CADA UNA DE LAS SELECCIONES DE DISPOSITIVOS.
% -> IDENTIFICACIÓN DE LA FRECUENCIA DE CORTE.
% -----
% Nombre de la figura.
FIG_NAME=IMG03;

% Número de gráficas a incluir en la figura.
GRAF_NUM=length(F0_OPT);

% Generación de contenedores de datos a representar.
X_DATA=[];

```

```

Y_DATA=[];

% Coordenadas de los ejes a representar.
for i=1:GRAF_NUM

    % Coordenadas del eje de abscisas de los datos a representar.
    X_DATA(i,:)=F_VALUES;

    % Coordenadas del eje de ordenadas de los datos a representar.
    Y_DATA(i,:)=H_ABS_dB(i,:);

end

% Formato de visualización de datos en cada uno de los ejes de coordenadas
% del espacio de representación 2D.
X_SCALE='log';
Y_SCALE='linear';

% Relación de colores de líneas a representar.
COLOR_LIST={'blue', 'red', 'green', 'black'};
LIN_COLOR=cell(1,GRAF_NUM);
if GRAF_NUM<=length(COLOR_LIST)
    LIN_COLOR=COLOR_LIST(1:GRAF_NUM);
else
    for i=1:GRAF_NUM
        LIN_COLOR{i}=[rand(1) rand(1) rand(1)];
    end
end

% Tipos de líneas a utilizar en la representación.
LIN_LIST={'-', '--', ':' , '-.'};
if GRAF_NUM<=length(LIN_LIST)
    LIN_TYPE=LIN_LIST(1:GRAF_NUM);
else
    LIN_TYPE=cell(1,GRAF_NUM);
    LIN_TYPE(1:end)={'-'};
end

% Grosor de líneas a utilizar en la representación.
LIN_WIDE=1.5;

% Número de puntos o marcaradores a incluir en la figura.
POINT_NUM=0;

% Coordenadas del eje de abscisas de los marcadoreos a representar.
POINT_X=[];

% Coordenadas del eje de ordenadas de los datos a representar.
POINT_Y=[];

% Tipo de símbolos para la representación de marcadoreos.
POINT_TYPE=[];

% Color de símbolos para la representación de marcadoreos.
POINT_COLOR=[];

% Tamaño de símbolos para la representación de marcadoreos.
POINT_SIZE=[];

% Textos asociados a los marcadoreos representados.
POINT_TEXT=[];

% Tamaño de fuente de extos asociados a los marcadoreos representados.
POINT_FONT=TEXTO_FONT;

% Texto a añadir a la figura.
TEXTO_DATA={...
    '$$R_{1}=R_{2}=R$$',...
    '$$C_{1}=C_{2}=C$$',...
    sprintf('$f_{H}$$~::~g~Hz',F0)};

% Número de elementos de texto a añadir a la figura.
TEXTO_NUM=3;

% Contenido de la leyenda a incluir en la figura.
LEYENDA_DATA=cell(1,GRAF_NUM);
for i=1:GRAF_NUM

```

```

% Descomposición de datos en unidades en base 10.
[R0_OPT_UNIT,R0_OPT_EXP,R0_OPT_MULT]=FCN_UNITS_BASE10(R0_OPT(i));
[C0_OPT_UNIT,C0_OPT_EXP,C0_OPT_MULT]=FCN_UNITS_BASE10(C0_OPT(i));
[F0_OPT_UNIT,F0_OPT_EXP,F0_OPT_MULT]=FCN_UNITS_BASE10(F0_OPT(i));

LEYENDA_DATA(i)={sprintf(strcat('$R$$~::~~g~s$$\Omega$$;',...
    '$C$$~::~~g~sF;',...
    '$f {H}$$~::~~3.3f~sHz'),...
    R0_OPT_UNIT,R0_OPT_MULT,...
    C0_OPT_UNIT,C0_OPT_MULT,...
    F0_OPT_UNIT,F0_OPT_MULT)};

end

% Posición de la leyenda en la figura.
LEYENDA_POS='EastOutside';

% Límites de representación en el eje de abscisas de la figura.
XLIM_DATA=[0, max(F_VALUES)];

% Límites de representación en el eje de ordenadas de la figura.
YLIM_DATA=[];

% Título de la gráfica incluida en la figura.
TITLE_DATA=strcat('Filtro SALLEN-KEY Paso Bajo: $$|H(f)|$$');

% Etiqueta a añadir al eje de abscisas de la figura.
XLABEL_DATA='Frecuencia, $f$ (Hz)';

% Etiqueta a añadir al eje de ordenadas de la figura.
YLABEL_DATA='Ganancia, $$|H(f)|$ (dB)';

% Selección de dibujo de la figura en pantalla.
FIG_DIB=1;

% Selección de guardado de la figura en disco.
FIG_SAVE=1;

% Creación de la figura y dibujo de las gráficas.
% -> Función "FCN_GRAFICAS_2D_2021":
[SALIDA] = FCN_GRAFICAS_2D_2021(X_DATA,Y_DATA,GRAF_NUM,...
    X_SCALE,Y_SCALE,...
    FIG_NAME,1.5*FIG_DX,FIG_DY,...
    LIN_COLOR,LIN_TYPE,LIN_WIDE,AXIS_FONT,...
    POINT_NUM,POINT_X,POINT_Y,...
    POINT_TYPE,POINT_COLOR,POINT_SIZE,POINT_TEXT,POINT_FONT,...
    TEXTO_DATA,TEXTO_NUM,TEXTO_FONT,...
    LEYENDA_DATA,LEYENDA_FONT,LEYENDA_POS,...
    TITLE_DATA,TITLE_FONT,...
    XLIM_DATA,YLIM_DATA,...
    XLABEL_DATA,YLABEL_DATA,LABEL_FONT,...
    FIG_DIB,FIG_SAVE,FORMATO);

% -----
% GRÁFICA 04: FRECUENCIA DE CORTE DEL FILTRO PASO BAJO SALLEN-KEY.
% -> REPRESENTACIÓN PARA LAS SELECCIONES DE DISPOSITIVOS ÓPTIMAS.
% -> IDENTIFICACIÓN DE LA FRECUENCIA DE CORTE.
% -----

% Nombre de la figura.
FIG_NAME=IMG04;

% Número de gráficas a incluir en la figura.
% -> Curvas correspondientes al primer eje de ordenadas.
GRAF_NUM=1;

% Coordenadas del eje de abscisas de los datos a representar.
X_DATA=[];
X_DATA=1:1:length(F0_OPT);

% Coordenadas del eje de ordenadas de los datos a representar.
Y_DATA=[];
Y_DATA=F0_OPT';

% Relación de colores de barras a representar.
COLOR_LIST={'cyan', 'magenta', 'yellow', 'blue', 'red', 'green', 'black'};

```

```

BAR_EDGE_COLOR=cell(1,GRAF_NUM);
BAR_FACE_COLOR=cell(1,GRAF_NUM);
if GRAF_NUM<=length(COLOR_LIST)
    BAR_EDGE_COLOR=COLOR_LIST(1:GRAF_NUM);
    BAR_FACE_COLOR=COLOR_LIST(1:GRAF_NUM);
else
    for i=1:GRAF_NUM
        BAR_EDGE_COLOR{i}=[rand(1) rand(1) rand(1)];
        BAR_FACE_COLOR{i}=BAR_EDGE_COLOR{i};
    end
end

% Tipos de líneas a utilizar en la representación.
LIN_LIST={'-', '--', ':', '-.'};
if GRAF_NUM<=length(LIN_LIST)
    BAR_LIN_TYPE=LIN_LIST(1:GRAF_NUM);
else
    BAR_LIN_TYPE=cell(1,GRAF_NUM);
    BAR_LIN_TYPE(1:end)={'-'};
end

% Formato de visualización de datos en cada uno de los ejes de coordenadas
% del espacio de representación 2D.
X_SCALE='linear';
Y_SCALE='linear';

% Grosor de líneas externas de las barras a utilizar en la representación.
BAR_LIN_WIDE=1.5*ones(1,GRAF_NUM);

% Anchura de barras a utilizar en la representación.
BAR_WIDTH=0.5*ones(1,GRAF_NUM);

% Número de puntos o marcadoreos a incluir en la figura.
POINT_NUM=0;

% Coordenadas del eje de abscisas de los marcadores a representar.
POINT_X=[];

% Coordenadas del eje de ordenadas de los datos a representar.
POINT_Y=[];

% Tipo de símbolos para la representación de marcadores.
POINT_TYPE=[];

% Color de símbolos para la representación de marcadores.
POINT_COLOR=[];

% Tamaño de símbolos para la representación de marcadores.
POINT_SIZE=[];

% Textos asociados a los marcadores representados.
POINT_TEXT=[];

% Tamaño de fuente de extos asociados a los marcadores representados.
POINT_FONT=TEXTO_FONT;

% Texto a añadir a la figura.
TEXTO_DATA={sprintf('Tolerancia~::~%g \\\%',TOL)};

% Número de elementos de texto a añadir a la figura.
TEXTO_NUM=1;

% Contenido de la leyenda a incluir en la figura.
LEYENDA_DATA=[];

% Posición de la leyenda en la figura.
LEYENDA_POS='Best';

% Visibilidad de la leyenda.
LEYENDA_VISIBLE='off';

% Límites de representación en el eje de abscisas de la figura.
XLIM_DATA=[];

% Límites de representación en el eje de ordenadas de la figura.
YLIM_DATA=[0, 1.15*max(F0_OPT)];

```

```

% Título de la gráfica incluida en la figura.
TITLE_DATA=strcat('Filtro SALLEN-KEY Paso Bajo: $$f_{H}$$ vs.',...
    'dispositivos seleccionados');

% Etiqueta a añadir al eje de abscisas de la figura.
XLABEL_DATA='Relaci\''on de soluciones';

% Etiqueta a añadir al eje de ordenadas de la figura.
YLABEL_DATA='Frecuencia de corte, $$f_{H}$$ (Hz)';

% Número de puntos de interés del eje de abscisas.
XTICK_POS=X_DATA;

% Etiquetas en los puntos de interés del eje de abscisas.
XTICK_LABEL=cell(1,length(F0_OPT));
for i=1:length(F0_OPT)

    % Etiquetas a incluir en el eje de abscisas.
    XTICK_LABEL{i}=...
        sprintf('%g',i);

end

% Ubicación horizontal de texto vertical en cuerpo de las barras.
X_BAR_TEXT=X_DATA;

% Ubicación vertical de texto vertical en cuerpo de las barras.
Y_BAR_TEXT=min([0,min(YLIM_DATA)]);
Y_BAR_TEXT=ones(1,length(X_DATA)).*Y_BAR_TEXT;

% Contenido de de texto vertical en cuerpo de las barras.
BAR_TEXT_DATA=cell(1,length(X_BAR_TEXT));
for i=1:length(X_DATA)

    % Descomposición de datos en unidades en base 10.
    [R0_OPT_UNIT,R0_OPT_EXP,R0_OPT_MULT]=FCN_UNITS_BASE10(R0_OPT(i));
    [C0_OPT_UNIT,C0_OPT_EXP,C0_OPT_MULT]=FCN_UNITS_BASE10(C0_OPT(i));
    [F0_OPT_UNIT,F0_OPT_EXP,F0_OPT_MULT]=FCN_UNITS_BASE10(F0_OPT(i));

    BAR_TEXT_DATA{i}=sprintf(strcat('$$R$$~::~~%g~%s$$\Omega$$;',...
        '~$$C$$~::~~%g~%sF;',...
        '~$$f_{H}$$~::~~%3.3f~%sHz'),...
        R0_OPT_UNIT,R0_OPT_MULT,...
        C0_OPT_UNIT,C0_OPT_MULT,...
        F0_OPT_UNIT,F0_OPT_MULT);

end

% Color de texto vertical en el cuerpo de las barras.
BAR_TEXT_COLOR=cell(1,1);
BAR_TEXT_COLOR{1}=[0 0 0];

% Tamaño de texto vertical en el cuerpo de las barras.
BAR_TEXT_SIZE=AXIS_FONT*0.75;

% Selección de dibujo de la figura en pantalla.
FIG_DIB=1;

% Selección de guardado de la figura en disco.
FIG_SAVE=1;

% Creación de la figura y dibujo de las gráficas.
% -> Función "FCN_GRAFICAS_BARRAS_2021":
[SALIDA] = FCN_GRAFICAS_BARRAS_2021(X_DATA,Y_DATA,GRAF_NUM,...
    X_SCALE,Y_SCALE,...
    FIG_NAME,FIG_DX,FIG_DY,...
    BAR_EDGE_COLOR,BAR_FACE_COLOR,BAR_LIN_TYPE,BAR_LIN_WIDE,BAR_WIDTH,...
    AXIS_FONT,...
    POINT_NUM,POINT_X,POINT_Y,...
    POINT_TYPE,POINT_COLOR,POINT_SIZE,POINT_TEXT,POINT_FONT,...
    TEXTO_DATA,TEXTO_NUM,TEXTO_FONT,...
    LEYENDA_DATA,LEYENDA_FONT,LEYENDA_POS,LEYENDA_VISIBLE,...
    TITLE_DATA,TITLE_FONT,...
    XLIM_DATA,YLIM_DATA,...
    XTICK_POS,XTICK_LABEL,...
    XLABEL_DATA,YLABEL_DATA,LABEL_FONT,...
    X_BAR_TEXT,Y_BAR_TEXT,BAR_TEXT_DATA,BAR_TEXT_SIZE,BAR_TEXT_COLOR,...
    FIG_DIB,FIG_SAVE,FORMATO);

```

```

% -----
% GRÁFICA 05: ERROR EN LA FRECUENCIA DE CORTE DEL FILTRO PASO BAJO SALLEN-KEY.
% -> REPRESENTACIÓN PARA LAS SELECCIONES DE DISPOSITIVOS ÓPTIMAS.
% -> IDENTIFICACIÓN DEL ERROR RELATIVO EN LA FRECUENCIA DE CORTE.
% -----
% Nombre de la figura.
FIG_NAME=IMG05;

% Número de gráficas a incluir en la figura.
% -> Curvas correspondientes al primer eje de ordenadas.
GRAF_NUM=1;

% Coordenadas del eje de abscisas de los datos a representar.
X_DATA=[];
X_DATA=1:1:length(F0_OPT);

% Coordenadas del eje de ordenadas de los datos a representar.
Y_DATA=[];
Y_DATA=F0_ERROR_REL';

% Relación de colores de barras a representar.
COLOR_LIST={'cyan', 'magenta', 'yellow', 'blue', 'red', 'green', 'black'};
BAR_EDGE_COLOR=cell(1,GRAF_NUM);
BAR_FACE_COLOR=cell(1,GRAF_NUM);
if GRAF_NUM<=length(COLOR_LIST)
    BAR_EDGE_COLOR=COLOR_LIST(1:GRAF_NUM);
    BAR_FACE_COLOR=COLOR_LIST(1:GRAF_NUM);
else
    for i=1:GRAF_NUM
        BAR_EDGE_COLOR{i}=[rand(1) rand(1) rand(1)];
        BAR_FACE_COLOR{i}=BAR_EDGE_COLOR{i};
    end
end

% Tipos de líneas a utilizar en la representación.
LIN_LIST={'-', '--', ':', '-.'};
if GRAF_NUM<=length(LIN_LIST)
    BAR_LIN_TYPE=LIN_LIST(1:GRAF_NUM);
else
    BAR_LIN_TYPE=cell(1,GRAF_NUM);
    BAR_LIN_TYPE(1:end)={'-'};
end

% Formato de visualización de datos en cada uno de los ejes de coordenadas
% del espacio de representación 2D.
X_SCALE='linear';
Y_SCALE='linear';

% Grosor de líneas externas de las barras a utilizar en la representación.
BAR_LIN_WIDE=1.5*ones(1,GRAF_NUM);

% Anchura de barras a utilizar en la representación.
BAR_WIDTH=0.5*ones(1,GRAF_NUM);

% Número de puntos o marcadadores a incluir en la figura.
POINT_NUM=0;

% Coordenadas del eje de abscisas de los marcadadores a representar.
POINT_X=[];

% Coordenadas del eje de ordenadas de los datos a representar.
POINT_Y=[];

% Tipo de símbolos para la representación de marcadadores.
POINT_TYPE=[];

% Color de símbolos para la representación de marcadadores.
POINT_COLOR=[];

% Tamaño de símbolos para la representación de marcadadores.
POINT_SIZE=[];

% Textos asociados a los marcadadores representados.
POINT_TEXT=[];

```

```

% Tamaño de fuente de extos asociados a los marcadores representados.
POINT_FONT=TEXTO_FONT;

% Texto a añadir a la figura.
TEXTO_DATA={sprintf('Tolerancia~::~~%g \\\%',TOL)};

% Número de elementos de texto a añadir a la figura.
TEXTO_NUM=1;

% Contenido de la leyenda a incluir en la figura.
LEYENDA_DATA=[];

% Posición de la leyenda en la figura.
LEYENDA_POS='Best';

% Visibilidad de la leyenda.
LEYENDA_VISIBLE='off';

% Límites de representación en el eje de abscisas de la figura.
XLIM_DATA=[];

% Límites de representación en el eje de ordenadas de la figura.
YLIM_DATA=[0, 1.15*max(F0_ERROR_REL)];

% Título de la gráfica incluida en la figura.
TITLE_DATA=strcat('Filtro SALLEN-KEY Paso Bajo: $$E_{rel}$$ vs.',...
    'dispositivos seleccionados');

% Etiqueta a añadir al eje de abscisas de la figura.
XLABEL_DATA='Relaci\\'on de soluciones';

% Etiqueta a añadir al eje de ordenadas de la figura.
YLABEL_DATA='Error relativo, $$E_{rel}$$ (\\%)';

% Número de puntos de interés del eje de abscisas.
XTICK_POS=X_DATA;

% Etiquetas en los puntos de interés del eje de abscisas.
XTICK_LABEL=cell(1,length(F0_OPT));
for i=1:length(F0_OPT)

    % Etiquetas a incluir en el eje de abscisas.
    XTICK_LABEL{i}=...
        sprintf('%g',i);

end

% Ubicación horizontal de texto vertical en cuerpo de las barras.
X_BAR_TEXT=X_DATA;

% Ubicación vertical de texto vertical en cuerpo de las barras.
Y_BAR_TEXT=min([0,min(YLIM_DATA)]);
Y_BAR_TEXT=ones(1,length(X_DATA)).*Y_BAR_TEXT;

% Contenido de de texto vertical en cuerpo de las barras.
BAR_TEXT_DATA=cell(1,length(X_BAR_TEXT));
for i=1:length(X_DATA)

    % Descomposición de datos en unidades en base 10.
    [R0_OPT_UNIT,R0_OPT_EXP,R0_OPT_MULT]=FCN_UNITS_BASE10(R0_OPT(i));
    [C0_OPT_UNIT,C0_OPT_EXP,C0_OPT_MULT]=FCN_UNITS_BASE10(C0_OPT(i));
    [F0_OPT_UNIT,F0_OPT_EXP,F0_OPT_MULT]=FCN_UNITS_BASE10(F0_OPT(i));

    BAR_TEXT_DATA{i}=sprintf(strcat('$$R$$~::~~%g~%s$$\\Omega$$;',...
        '~$$C$$~::~~%g~%sF;',...
        '~$$f_{H}$$~::~~%3.3f~%sHz'),...
        R0_OPT_UNIT,R0_OPT_MULT,...
        C0_OPT_UNIT,C0_OPT_MULT,...
        F0_OPT_UNIT,F0_OPT_MULT);

end

% Color de texto vertical en el cuerpo de las barras.
BAR_TEXT_COLOR=cell(1,1);
BAR_TEXT_COLOR{1}=[0 0 0];

% Tamaño de texto vertical en el cuerpo de las barras.
BAR_TEXT_SIZE=AXIS_FONT*0.75;

```

```
% Selección de dibujo de la figura en pantalla.
FIG_DIB=1;

% Selección de guardado de la figura en disco.
FIG_SAVE=1;

% Creación de la figura y dibujo de las gráficas.
% -> Función "FCN_GRAFICAS_BARRAS_2021":
[SALIDA] = FCN_GRAFICAS_BARRAS_2021(X_DATA,Y_DATA,GRAF_NUM,...
    X_SCALE,Y_SCALE,...
    FIG_NAME,FIG_DX,FIG_DY,...
    BAR_EDGE_COLOR,BAR_FACE_COLOR,BAR_LIN_TYPE,BAR_LIN_WIDE,BAR_WIDTH,...
    AXIS_FONT,...
    POINT_NUM,POINT_X,POINT_Y,...
    POINT_TYPE,POINT_COLOR,POINT_SIZE,POINT_TEXT,POINT_FONT,...
    TEXTO_DATA,TEXTO_NUM,TEXTO_FONT,...
    LEYENDA_DATA,LEYENDA_FONT,LEYENDA_POS,LEYENDA_VISIBLE,...
    TITLE_DATA,TITLE_FONT,...
    XLIM_DATA,YLIM_DATA,...
    XTICK_POS,XTICK_LABEL,...
    XLABEL_DATA,YLABEL_DATA,LABEL_FONT,...
    X_BAR_TEXT,Y_BAR_TEXT,BAR_TEXT_DATA,BAR_TEXT_SIZE,BAR_TEXT_COLOR,...
    FIG_DIB,FIG_SAVE,FORMATO);
```

5.1.2 Programa “FILTRO_SALLEN-KEY_PASOALTO_01”

```

% *****
% PROGRAMA "FILTRO_SALLEN-KEY_PASOALTO_01.m"
% *****
%{
% Programa de diseño de un filtro paso ALTO de segundo orden con topología
% SALLEN-KEY o Sallen-Key.
%
% Se considera el listado de dispositivos comerciales para la obtención de
% la mejor relación para alcanzar una frecuencia de corte definida por el
% usuario.
%
% -----
% Relación de parámetros de interés:
% -----
%
% -> F0: frecuencia de corte del filtro (Hz).
%
% -> AV0: ganancia del filtro (V/V).
%
% -> R_LIST: lista de resistencias discretas comerciales (Ohm).
%
% -> C_LIST: lista de capacidades discretas comerciales (F).
%
% -> IMAX: intensidad de salida máxima del amplificador operacional (A).
%
% -> PMAX_R: potencia máxima disipable por las resistencias (W).
%
% -----
% Referencias bibliográficas
% -----
% Las ecuaciones y modelos utilizados en este programa se han obtenido de
% las referencias siguientes:
%
% [1] A.D. Sedra, "Microelectronic Circuits", 6ª edición, Oxford University
%     Press, 2017.
%
% [2] B. Razavi, "Fundamentals of Microelectronics", 2ª edición, John
%     Wiley & Sons Inc., 2018.
%
%}
%
% Aurelio Fernández Pellón.
% Universidad de Cantabria 2022.
% *****
% *****
% *****

% =====
% INICIALIZACIÓN DEL PROGRAMA.
% =====

clc;
clear all;
close all;

% =====
% SEÑALIZACIÓN POR PANTALLA DEL INICIO DEL PROGRAMA.
% =====
disp('=====');
disp('Ejecutando "FILTRO_SALLEN-KEY_PASOALTO_01.m"');
disp('=====');

% =====
% DEFINICIÓN DE PARÁMETROS INICIALES.
% =====
% Listado de valores de resistencias discretas comerciales (Ohm).
R_INI=[1, 1.2, 1.5, 1.8, 2.2, 2.7, 3.3, 3.9, 4.7, 5.1, 5.6, 6.8, 8.2];
R_LIST=...
    [R_INI, R_INI*10, R_INI*100, R_INI*1E3,...
     R_INI*1E4, R_INI*1E5, R_INI*1E6];

```

```

% Listado de valores de capacidades discretas comerciales (F).
C_INI=[1, 1.2, 2.2, 3.0, 3.3, 4.7, 5.6, 6.8, 8.2];
C_LIST=...
    [C_INI*1E-7, C_INI*1E-6, C_INI*1E-5, C_INI*1E-4,...
     C_INI*1E-3, C_INI*1E-2];

% Frecuencia de corte de referencia para el diseño del filtro (Hz).
FH=50;

% Frecuencia de corte objetivo del filtro (Hz).
FO=45;

% Ganancia del filtro (V/V).
AV0=1;

% Intensidad de salida máxima del amplificador operacional (A).
IMAX=200E-6;

% Potencia máxima disipable por las resistencias (W).
PMAX_R=0.25;

% =====
% ANÁLISIS DEL FILTRO DE SEGUNDO ORDEN SALLEN-KEY PASO ALTO.
% =====

% -----
% Relación de Expresiones del filtro SALLEN-KEY paso ALTO.
%{
%
% Las expresiones que definen el comportamiento de un filtro de segundo
% orden de tipo SALLEN-KEY, se muestran a continuación:
% 1)  $H(s) = n0/[s^2 + (w0/Q0)*s + w0^2]$ 
% 2)  $H(jw) = -K(w/w0)^2/[1 - (w/w0)^2 + j*w/(Q0*w0)]$ 
% 3)  $F0 = 1/\text{sqrt}(C1*C2*R1*R2)$ 
% 4)  $Q0 = \text{sqrt}(C1*R1*R2/(C2*(R1+R2)^2))$ 
%
% Para facilitar la selección de componentes del filtro, se ha optado por
% considerar las siguientes igualdades:
% ->  $R1 = R2 = R0$ 
% ->  $C1 = C2 = C0$ 
%
%}
% -----

% -----
% Generación de matriz de valores de resistencias (Ohm).
%{
% -----
% Propiedades de la matriz "R_MATRIX":
% -----
%
% -> Matriz de tamaño [length(C_LIST), length(R_LIST)]
% -> Cada una de las filas de la matriz corresponde con la lista de
%     valores de resistencias en "R_LIST".
% -> El número de filas de la matriz es igual al número de valores de
%     capacidades consideradas en la lista "C_LIST".
%
%}
% -----
R_MATRIX=ones(length(C_LIST),1)*R_LIST;

% -----
% Generación de matriz de valores de capacidades (F).
%{
% -----
% Propiedades de la matriz "C_MATRIX":
% -----
%
% -> Matriz de tamaño [length(C_LIST), length(R_LIST)]
% -> Cada una de las columnas de la matriz corresponde con la lista de
%     valores de capacidades en "C_LIST".
% -> El número de columnas de la matriz es igual al número de valores de
%     resistencias consideradas en la lista "R_LIST".
%
%}

```

```

% -----
C_MATRIX=C_LIST'*ones(1,length(R_LIST));

% -----
% Generación de matrices de almacenamiento de datos.
% -----
F_MATRIX=zeros(length(C_LIST),length(R_LIST));
IOUT_MATRIX=zeros(length(C_LIST),length(R_LIST));
P_MATRIX=zeros(length(C_LIST),length(R_LIST));

% -----
% Cálculo de la frecuencia de corte del filtro (Hz).
% {
% -----
% Frecuencia de corte del filtro SALLÉN-KEY paso ALTO:
% -----
%
%   ->  $F_0 = 1/(2\pi\sqrt{C_1C_2R_1R_2}) = 1/(2\pi\sqrt{C_0R_0})$ 
%
% }
% -----
F_MATRIX=1./(2*pi*sqrt((R_MATRIX.^2).*(C_MATRIX.^2)));

% -----
% Cálculo del factor de calidad del filtro (-).
% {
% -----
% Factor de calidad del filtro SALLÉN-KEY paso ALTO:
% -----
%
%   ->  $Q_0 = \sqrt{C_2C_1R_1R_2/(C_2*(R_1+R_2)^2)} = \sqrt{1/4} = 0.5$ 
%
% }
% -----
Q0_MATRIX=...
    sqrt(C_MATRIX.*C_MATRIX.*R_MATRIX.*R_MATRIX./((R_MATRIX.*(C_MATRIX+C_MATRIX)).^2));

% -----
% Error absoluto de la frecuencia de corte obtenida respecto al valor
% de frecuencia de corte objetivo (Hz).
% -----
F_ERROR_ABS=abs(F0.*ones(size(F_MATRIX))-F_MATRIX);

% -----
% Error relativo de la frecuencia de corte obtenida respecto al valor
% de frecuencia de corte objetivo (%).
% -----
F_ERROR_REL=...
    (abs(F0.*ones(size(F_MATRIX))-F_MATRIX))./...
    (F0.*ones(size(F_MATRIX)))*100;

% -----
% Valor de error relativo máximo considerado como aceptable para validar la
% selección de componentes (%).
% -----
TOL=5;

% -----
% Conjunto de valores óptimos de resistencia y capacidad.
% -----
F0_OPT=F_MATRIX(F_ERROR_REL<TOL);
R0_OPT=R_MATRIX(F_ERROR_REL<TOL);
C0_OPT=C_MATRIX(F_ERROR_REL<TOL);
Q0_OPT=Q0_MATRIX(F_ERROR_REL<TOL);
F0_ERROR_REL=F_ERROR_REL(F_ERROR_REL<TOL);

% =====
% CÁLCULO DE LA MAGNITUD DEL DIAGRAMA DE BODE DEL FILTRO.
% =====

% -----
% Valores de frecuencia a considerar en el diagrama (Hz).
% -----
F_MIN=1;
F_MAX=200;
F_PTOS=200;

```

```

F_VALUES=linspace(F_MIN,F_MAX,F_PTOS);
W_VALUES=2*pi*F_VALUES;

% -----
% Generación de vectores de datos.
% -----
W_VECTOR=ones(length(F0_OPT),1)*W_VALUES;
F0_VECTOR=F0_OPT*ones(1,length(F_VALUES));
W0_VECTOR=2*pi*F0_VECTOR;
Q0_VECTOR=Q0_OPT*ones(1,length(F_VALUES));

% -----
% Función de transferencia del filtro SALLÉN-KEY paso ALTO.
%{
% Expresión de la función de transferencia para un filtro SALLÉN-KEY de tipo
% paso ALTO con ganancia unidad.
%
%   ->  $H(jw) = -K(w/w0)^2/[1 - (w/w0)^2 + j*w/(Q0*w0)]$ 
%        $= -(w/w0)^2/[1 - (w/w0)^2 + j*w/(Q0*w0)]$ 
%
%}
% -----
H_VALUES=...
    (-1.*(W_VECTOR./W0_VECTOR).^2)./(1-
    (W_VECTOR./W0_VECTOR).^2+1i*W_VECTOR./(Q0_VECTOR.*W0_VECTOR));
H_ABS=abs(H_VALUES);
H_ABS_dB=20*log10(H_ABS);

% -----
% Valor de ganancia en la frecuencia de corte objetivo.
% -----
%{
% Obtención del valor de la función de transferencia del filtro para la
% frecuencia objetivo de diseño indicada por el usuario.
%
%   -> Frecuencia objetivo del filtro definida como "FH".
%
%}
H_ABS_FH=abs(...
    (-1.*((2*pi*FH)./W0_VECTOR).^2)./(1-
    ((2*pi*FH)./W0_VECTOR).^2+1i*(2*pi*FH)./(Q0_VECTOR.*W0_VECTOR)));
H_ABS_FH_dB=20*log10(H_ABS_FH);

% -----
% Valor de ganancia en la frecuencia de corte conseguida.
% -----
%{
% Obtención del valor de la función de transferencia del filtro para la
% frecuencia aproximada de diseño indicada por el usuario.
%
%   -> Frecuencia aproximada del filtro definida como "F0".
%
%}
H_ABS_F0=abs(...
    (-1.*((2*pi*F0)./W0_VECTOR).^2)./(1-
    ((2*pi*F0)./W0_VECTOR).^2+1i*(2*pi*F0)./(Q0_VECTOR.*W0_VECTOR)));
H_ABS_F0_dB=20*log10(H_ABS_F0);

% =====
% PRESENTACIÓN DE DATOS POR PANTALLA.
% =====
% Impresión de resultados del programa por pantalla.
disp(' ');
disp('-----');
disp('PARÁMETROS INICIALES DEL PROGRAMA');
disp('-----');
disp(' ');
fprintf('-> Frecuencia de corte objetivo. \n');
fprintf('\t -> f0 = %g Hz \n',F0);
disp(' ');
fprintf('-> Valores límites de resistencias consideradas. \n');
fprintf('\t -> min(R) = %g Ohm \n',min(R_LIST));
fprintf('\t -> max(R) = %g Ohm \n',max(R_LIST));
disp(' ');

```

```

fprintf('-> Valores límites de capacidades consideradas. \n');
fprintf('\t -> min(C) = %g uF \n',min(C_LIST)*1E6);
fprintf('\t -> max(C) = %g uF \n',max(C_LIST)*1E6);
disp(' ');
fprintf('-> Tolerancia de error relativo en la frecuencia de corte. \n');
fprintf('\t -> Tol = %g %% \n',TOL);
disp(' ');
disp(' ');
disp('-----');
disp('RESULTADOS DE OPTIMIZACIÓN DE COMPONENTES');
disp('-----');
for i=1:length(F0_OPT)
    disp(' ');
    fprintf('-> Solución número: %g \n',i);
    fprintf('\t -> R1 = R2 = R = %g Ohm \n',R0_OPT(i));
    fprintf('\t -> C1 = C2 = C = %g uF \n',C0_OPT(i)*1E6);
    fprintf('\t -> f = %g Hz \n',F0_OPT(i));
    fprintf('\t -> Error = (|f0-f|/f)*100 = %g %% \n',...
        (abs(F0-F0_OPT(i))/F0)*100);
    fprintf('\t -> |Av| (dB) = %g dB @ f = %g Hz \n',...
        H_ABS_F0_dB(i),F0);
    fprintf('\t -> |Av| (dB) = %g dB @ f = %g Hz \n',...
        H_ABS_FH_dB(i),FH);
end
disp(' ');
disp(' ');

% =====
% SEÑALIZACIÓN POR PANTALLA DEL FINAL DEL PROGRAMA.
% =====
disp('=====');
disp('"FILTRO_SALLEN-KEY_PASOALTO_01.m" terminado');
disp('=====');

% =====
% REPRESENTACIÓN DE RESULTADOS.
% =====

% -----
% DEFINICIÓN DE FORMATO DE IMÁGENES.
% -----
% Tamaño de la imagen (cm).
% FIG_DX=7.20;
% FIG_DY=4.5;
% FIG_DX=14;
% FIG_DY=6;
FIG_DX=15;
FIG_DY=7;

% Nombre de la imagen.
IMG01='FILTRO_SALLEN-KEY_PASOALTO_01_01';
IMG02='FILTRO_SALLEN-KEY_PASOALTO_01_02';
IMG03='FILTRO_SALLEN-KEY_PASOALTO_01_03';
IMG04='FILTRO_SALLEN-KEY_PASOALTO_01_04';
IMG05='FILTRO_SALLEN-KEY_PASOALTO_01_05';
IMG06='FILTRO_SALLEN-KEY_PASOALTO_01_06';

% Formato de la imagen.
% 01) FORMATO==0 <--> '.emf'
% 02) FORMATO==1 <--> '.png'
% 03) FORMATO==2 <--> '.pdf'
FORMATO=0;

% Tamaño de marcadores en los ejes de la figura.
AXIS_FONT=0.07*FIG_DY;

% Tamaño de título en la figura.
TITLE_FONT=0.08*FIG_DY;

% Tamaño de etiquetas en la figura.
LABEL_FONT=0.075*FIG_DY;

% Tamaño de leyendas en la figura.

```

```

% LEYENDA_FONT=10.5;
LEYENDA_FONT=12;

% Tamaño de texto incluido en la figura.
TEXTO_FONT=0.06*FIG_DY;

% -----
% GRÁFICA 01: FRECUENCIA DE CORTE DEL FILTRO PASO ALTO SALLEN-KEY.
%   -> REPRESENTACIÓN PARA CADA UNA DE LAS SELECCIONES DE DISPOSITIVOS.
%   -> IDENTIFICACIÓN DE LA FRECUENCIA DE CORTE.
% -----
% Nombre de la figura.
FIG_NAME=IMG01;

% Número de gráficas a incluir en la figura.
%   -> Curvas correspondientes al primer eje de ordenadas.
GRAF_NUM_01=1;

% Coordenadas del eje de abscisas de los datos a representar.
X_DATA=[];
X_DATA=C_MATRIX;

% Coordenadas del eje de ordenadas de los datos a representar.
Y_DATA=[];
Y_DATA=R_MATRIX;

% Coordenadas del eje de cotas de los datos a representar.
Z_DATA=[];
Z_DATA=F_MATRIX;

% Color de gráfica de superficie 3D.
SURF_COLOR='interp';

% Tipo de línea de gráfica de superficie 3D.
SURF_LINE=': ';

% Vista para ejes de representación de gráfica 3D.
% SURF_VIEW=[1 -1 1];
% SURF_VIEW=[-130 35];
% SURF_VIEW=[135 45];

% Número de puntos de interés a incluir en la figura.
POINT_NUM=0;

% Coordenadas de puntos a resaltar en la gráfica 3D.
POINT_X=[];
POINT_Y=[];
POINT_Z=[];

% Tipos de marcadores para representar los puntos de interés en la gráfica
% de superficie 3D.
POINT_TYPE=[];

% Colores de marcadores para representar los puntos de interés en la
% gráfica de superficie 3D.
POINT_COLOR=[];

% Tamaño de marcadores para representar los puntos de interés en la
% gráfica de superficie 3D.
POINT_SIZE=[];

% Texto sobre los marcadores para representar los puntos de interés en la
% gráfica de superficie 3D.
POINT_TEXT=[];

% Tamaño de fuente de texto para los marcadores con los que representar
% los puntos de interés en la gráfica de superficie 3D.
POINT_FONT=TEXTO_FONT;

% Formato de visualización de datos en cada uno de los ejes de coordenadas
% del espacio de representación 3D.
X_SCALE='log';
Y_SCALE='log';
Z_SCALE='log';

% Indicación de representación de barra de colores en la figura.

```

```

BAR_USE=1;

% Título de barra de colores en la figura.
BAR_TITLE='f_{H} (Hz)';

% Tamaño de fuente de texto para el título y marcadores de la barra de
% colores de la figura.
BAR_FONT=0.8*LEYENDA_FONT;

% Posición de barra de colores en la figura.
BAR_POS='eastoutside';

% Número de elementos de texto a añadir a la figura.
TEXT_NUM=0;

% Texto a añadir a la figura.
TEXT_DATA=[];

% Contenido de la leyenda a incluir en la figura.
LEYENDA_DATA=[];

% Posición de la leyenda en la figura.
LEYENDA_POS='Best';

% Límites de representación en el eje de abscisas de la figura.
XLIM_DATA=[];

% Límites de representación en el eje de ordenadas de la figura.
YLIM_DATA=[];

% Límites de representación en el eje de cotas de la figura.
ZLIM_DATA=[ ];

% Título de la gráfica incluida en la figura.
TITLE_DATA=strcat('Filtro SALLEN-KEY Paso ALTO: $$f_{H}$$ vs. ',...
    'dispositivos $$R$$ y $$C$$');

% Etiqueta a añadir al eje de abscisas de la figura.
XLABEL_DATA='$$C$$ (F)';

% Etiqueta a añadir al eje de ordenadas de la figura.
YLABEL_DATA='$R$ ($$\Omega$)';

% Etiqueta a añadir al eje de cotas de la figura.
ZLABEL_DATA='Frecuencia de corte, $$f_{H}$$ (Hz)';

% Selección de dibujo de la figura en pantalla.
FIG_DIB=1;

% Selección de guardado de la figura en disco.
FIG_SAVE=1;

% Creación de la figura y dibujo de las gráficas.
% -> Función "FCN_GRAFICAS_SURF_2021":
[VALIDA] = FCN_GRAFICAS_SURF_2021(X_DATA,Y_DATA,Z_DATA,POINT_NUM,...
    FIG_NAME,1.5*FIG_DX,1.5*FIG_DY,...
    SURF_COLOR,SURF_LINE,SURF_VIEW,...
    POINT_X,POINT_Y,POINT_Z,...
    POINT_TYPE,POINT_COLOR,POINT_SIZE,POINT_TEXT,POINT_FONT,AXIS_FONT,...
    X_SCALE,Y_SCALE,Z_SCALE,...
    BAR_USE,BAR_TITLE,BAR_POS,BAR_FONT,...
    TEXT_DATA,TEXT_NUM,TEXT_FONT,...
    LEYENDA_DATA,LEYENDA_FONT,LEYENDA_POS,...
    TITLE_DATA,TITLE_FONT,...
    XLIM_DATA,YLIM_DATA,ZLIM_DATA,...
    XLABEL_DATA,YLABEL_DATA,ZLABEL_DATA,LABEL_FONT,...
    FIG_DIB,FIG_SAVE,FORMATO);

% -----
% GRÁFICA 02: ERROR EN LA FRECUENCIA DE CORTE DEL FILTRO PASO ALTO SALLEN-KEY.
% -> REPRESENTACIÓN PARA CADA UNA DE LAS SELECCIONES DE DISPOSITIVOS.
% -> ERROR RELATIVO ENTRE LA FRECUENCIA DE CORTE OBTENIDA Y LA OBJETIVO.
% -----
% Nombre de la figura.
FIG_NAME='IMG02';

```

```
% Número de gráficas a incluir en la figura.
% -> Curvas correspondientes al primer eje de ordenadas.
GRAF_NUM_01=1;

% Coordenadas del eje de abscisas de los datos a representar.
X_DATA=[];
X_DATA=C_MATRIX;

% Coordenadas del eje de ordenadas de los datos a representar.
Y_DATA=[];
Y_DATA=R_MATRIX;

% Coordenadas del eje de cotas de los datos a representar.
Z_DATA=[];
Z_DATA=F_ERROR_REL;

% Color de gráfica de superficie 3D.
SURF_COLOR='interp';

% Tipo de línea de gráfica de superficie 3D.
SURF_LINE=': ';

% Vista para ejes de representación de gráfica 3D.
% SURF_VIEW=[1 -1 1];
% SURF_VIEW=[-130 35];
SURF_VIEW=[135 45];

% Número de puntos de interés a incluir en la figura.
POINT_NUM=0;

% Coordenadas de puntos a resaltar en la gráfica 3D.
POINT_X=[];
POINT_Y=[];
POINT_Z=[];

% Tipos de marcadores para representar los puntos de interés en la gráfica
% de superficie 3D.
POINT_TYPE=[];

% Colores de marcadores para representar los puntos de interés en la
% gráfica de superficie 3D.
POINT_COLOR=[];

% Tamaño de marcadores para representar los puntos de interés en la
% gráfica de superficie 3D.
POINT_SIZE=[];

% Texto sobre los marcadores para representar los puntos de interés en la
% gráfica de superficie 3D.
POINT_TEXT=[];

% Tamaño de fuente de texto para los marcadores con los que representar
% los puntos de interés en la gráfica de superficie 3D.
POINT_FONT=TEXTO_FONT;

% Formato de visualización de datos en cada uno de los ejes de coordenadas
% del espacio de representación 3D.
X_SCALE='log';
Y_SCALE='log';
Z_SCALE='log';

% Indicación de representación de barra de colores en la figura.
BAR_USE=1;

% Título de barra de colores en la figura.
BAR_TITLE='E_{rel} (%)';

% Tamaño de fuente de texto para el título y marcadores de la barra de
% colores de la figura.
BAR_FONT=0.8*LEYENDA_FONT;

% Posición de barra de colores en la figura.
BAR_POS='eastoutside';

% Número de elementos de texto a añadir a la figura.
TEXTO_NUM=0;
```

```

% Texto a añadir a la figura.
TEXTO_DATA=[];

% Contenido de la leyenda a incluir en la figura.
LEYENDA_DATA=[];

% Posición de la leyenda en la figura.
LEYENDA_POS='Best';

% Límites de representación en el eje de abscisas de la figura.
XLIM_DATA=[];

% Límites de representación en el eje de ordenadas de la figura.
YLIM_DATA=[];

% Límites de representación en el eje de cotas de la figura.
ZLIM_DATA=[ ];

% Título de la gráfica incluida en la figura.
TITLE_DATA=strcat('Filtro SALLEN-KEY Paso ALTO: $$E_{rel}$$ vs. ',...
    'dispositivos $$R$$ y $$C$$');

% Etiqueta a añadir al eje de abscisas de la figura.
XLABEL_DATA='$$C$$ (F)';

% Etiqueta a añadir al eje de ordenadas de la figura.
YLABEL_DATA='$$R$$ ($$\Omega$$)';

% Etiqueta a añadir al eje de cotas de la figura.
ZLABEL_DATA='Error relativo de $$f_{H}$$, $$E_{rel}$$ (%)';

% Selección de dibujo de la figura en pantalla.
FIG_DIB=1;

% Selección de guardado de la figura en disco.
FIG_SAVE=1;

% Creación de la figura y dibujo de las gráficas.
% -> Función "FCN_GRAFICAS_SURF_2021":
[Salida] = FCN_GRAFICAS_SURF_2021(X_DATA,Y_DATA,Z_DATA,POINT_NUM,...
    FIG_NAME,1.5*FIG_DX,1.5*FIG_DY,...
    SURF_COLOR,SURF_LINE,SURF_VIEW,...
    POINT_X,POINT_Y,POINT_Z,...
    POINT_TYPE,POINT_COLOR,POINT_SIZE,POINT_TEXT,POINT_FONT,AXIS_FONT,...
    X_SCALE,Y_SCALE,Z_SCALE,...
    BAR_USE,BAR_TITLE,BAR_POS,BAR_FONT,...
    TEXTO_DATA,TEXTO_NUM,TEXTO_FONT,...
    LEYENDA_DATA,LEYENDA_FONT,LEYENDA_POS,...
    TITLE_DATA,TITLE_FONT,...
    XLIM_DATA,YLIM_DATA,ZLIM_DATA,...
    XLABEL_DATA,YLABEL_DATA,ZLABEL_DATA,LABEL_FONT,...
    FIG_DIB,FIG_SAVE,FORMATO);

% -----
% GRÁFICA 03: DIAGRAMA DE BODE EN MAGNITUD.
% -> MAGNITUD DE LA FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DEL FILTRO.
% -> REPRESENTACIÓN PARA CADA UNA DE LAS SELECCIONES DE DISPOSITIVOS.
% -> IDENTIFICACIÓN DE LA FRECUENCIA DE CORTE.
% -----

% Nombre de la figura.
FIG_NAME=IMG03;

% Número de gráficas a incluir en la figura.
GRAF_NUM=length(F0_OPT);

% Generación de contenedores de datos a representar.
X_DATA=[];
Y_DATA=[];

% Coordenadas de los ejes a representar.
for i=1:GRAF_NUM

    % Coordenadas del eje de abscisas de los datos a representar.
    X_DATA(i,:)=F_VALUES;

    % Coordenadas del eje de ordenadas de los datos a representar.

```

```

        Y_DATA(i,:) = H_ABS_dB(i,:);

    end

    % Formato de visualización de datos en cada uno de los ejes de coordenadas
    % del espacio de representación 2D.
    X_SCALE='log';
    Y_SCALE='linear';

    % Relación de colores de líneas a representar.
    COLOR_LIST={'blue', 'red', 'green', 'black'};
    LIN_COLOR=cell(1,GRAF_NUM);
    if GRAF_NUM<=length(COLOR_LIST)
        LIN_COLOR=COLOR_LIST(1:GRAF_NUM);
    else
        for i=1:GRAF_NUM
            LIN_COLOR{i}=[rand(1) rand(1) rand(1)];
        end
    end

    % Tipos de líneas a utilizar en la representación.
    LIN_LIST={'-', '--', ':', '-.'};
    if GRAF_NUM<=length(LIN_LIST)
        LIN_TYPE=LIN_LIST(1:GRAF_NUM);
    else
        LIN_TYPE=cell(1,GRAF_NUM);
        LIN_TYPE(1:end)={'-'};
    end

    % Grosor de líneas a utilizar en la representación.
    LIN_WIDE=1.5;

    % Número de puntos o marcadoreos a incluir en la figura.
    POINT_NUM=0;

    % Coordenadas del eje de abscisas de los marcadores a representar.
    POINT_X=[];

    % Coordenadas del eje de ordenadas de los datos a representar.
    POINT_Y=[];

    % Tipo de símbolos para la representación de marcadores.
    POINT_TYPE=[];

    % Color de símbolos para la representación de marcadores.
    POINT_COLOR=[];

    % Tamaño de símbolos para la representación de marcadores.
    POINT_SIZE=[];

    % Textos asociados a los marcadores representados.
    POINT_TEXT=[];

    % Tamaño de fuente de extos asociados a los marcadores representados.
    POINT_FONT=TEXTO_FONT;

    % Texto a añadir a la figura.
    TEXTO_DATA={...
        '$R_{1}=R_{2}=R$', ...
        '$C_{1}=C_{2}=C$', ...
        sprintf('$f_{H}$~::~g~Hz', F0)};

    % Número de elementos de texto a añadir a la figura.
    TEXTO_NUM=3;

    % Contenido de la leyenda a incluir en la figura.
    LEYENDA_DATA=cell(1,GRAF_NUM);
    for i=1:GRAF_NUM

        % Descomposición de datos en unidades en base 10.
        [R0_OPT_UNIT, R0_OPT_EXP, R0_OPT_MULT]=FCN_UNITS_BASE10(R0_OPT(i));
        [C0_OPT_UNIT, C0_OPT_EXP, C0_OPT_MULT]=FCN_UNITS_BASE10(C0_OPT(i));
        [F0_OPT_UNIT, F0_OPT_EXP, F0_OPT_MULT]=FCN_UNITS_BASE10(F0_OPT(i));

        LEYENDA_DATA(i)={sprintf(strcat('$R_{1}=R_{2}=R_{1}\Omega$', ...
            '$C_{1}=C_{2}=C_{1}$f_{H}$~::~g~Hz', ...
            '$f_{H}$~::~3.3f~Hz'), ...

```

```

        RO_OPT_UNIT,RO_OPT_MULT,...
        CO_OPT_UNIT,CO_OPT_MULT,...
        FO_OPT_UNIT,FO_OPT_MULT));

end

% Posición de la leyenda en la figura.
LEYENDA_POS='EastOutside';

% Límites de representación en el eje de abscisas de la figura.
XLIM_DATA=[0, max(F_VALUES)];

% Límites de representación en el eje de ordenadas de la figura.
YLIM_DATA=[];

% Título de la gráfica incluida en la figura.
TITLE_DATA=strcat('Filtro SALLEN-KEY Paso ALTO: $$|H(f)|$$');

% Etiqueta a añadir al eje de abscisas de la figura.
XLABEL_DATA='Frecuencia, $$f$$ (Hz)';

% Etiqueta a añadir al eje de ordenadas de la figura.
YLABEL_DATA='Ganancia, $$|H(f)|$$ (dB)';

% Selección de dibujo de la figura en pantalla.
FIG_DIB=1;

% Selección de guardado de la figura en disco.
FIG_SAVE=1;

% Creación de la figura y dibujo de las gráficas.
% -> Función "FCN_GRAFICAS_2D_2021":
[SALIDA] = FCN_GRAFICAS_2D_2021(X_DATA,Y_DATA,GRAF_NUM,...
    X_SCALE,Y_SCALE,...
    FIG_NAME,1.5*FIG_DX,FIG_DY,...
    LIN_COLOR,LIN_TYPE,LIN_WIDE,AXIS_FONT,...
    POINT_NUM,POINT_X,POINT_Y,...
    POINT_TYPE,POINT_COLOR,POINT_SIZE,POINT_TEXT,POINT_FONT,...
    TEXTO_DATA,TEXTO_NUM,TEXTO_FONT,...
    LEYENDA_DATA,LEYENDA_FONT,LEYENDA_POS,...
    TITLE_DATA,TITLE_FONT,...
    XLIM_DATA,YLIM_DATA,...
    XLABEL_DATA,YLABEL_DATA,LABEL_FONT,...
    FIG_DIB,FIG_SAVE,FORMATO);

% -----
% GRÁFICA 04: FRECUENCIA DE CORTE DEL FILTRO PASO ALTO SALLEN-KEY.
% -> REPRESENTACIÓN PARA LAS SELECCIONES DE DISPOSITIVOS ÓPTIMAS.
% -> IDENTIFICACIÓN DE LA FRECUENCIA DE CORTE.
% -----
% Nombre de la figura.
FIG_NAME=IMG04;

% Número de gráficas a incluir en la figura.
% -> Curvas correspondientes al primer eje de ordenadas.
GRAF_NUM=1;

% Coordenadas del eje de abscisas de los datos a representar.
X_DATA=[];
X_DATA=1:length(FO_OPT);

% Coordenadas del eje de ordenadas de los datos a representar.
Y_DATA=[];
Y_DATA=FO_OPT';

% Relación de colores de barras a representar.
COLOR_LIST={'cyan', 'magenta', 'yellow', 'blue', 'red', 'green', 'black'};
BAR_EDGE_COLOR=cell(1,GRAF_NUM);
BAR_FACE_COLOR=cell(1,GRAF_NUM);
if GRAF_NUM<=length(COLOR_LIST)
    BAR_EDGE_COLOR=COLOR_LIST(1:GRAF_NUM);
    BAR_FACE_COLOR=COLOR_LIST(1:GRAF_NUM);
else
    for i=1:GRAF_NUM
        BAR_EDGE_COLOR{i}=[rand(1) rand(1) rand(1)];
        BAR_FACE_COLOR{i}=BAR_EDGE_COLOR{i};
    end
end

```

```

        end
    end

    % Tipos de líneas a utilizar en la representación.
    LIN_LIST={'-', '--', ':', '-.'};
    if GRAF_NUM<=length(LIN_LIST)
        BAR_LIN_TYPE=LIN_LIST(1:GRAF_NUM);
    else
        BAR_LIN_TYPE=cell(1,GRAF_NUM);
        BAR_LIN_TYPE(1:end)={'-'};
    end

    % Formato de visualización de datos en cada uno de los ejes de coordenadas
    % del espacio de representación 2D.
    X_SCALE='linear';
    Y_SCALE='linear';

    % Grosor de líneas externas de las barras a utilizar en la representación.
    BAR_LIN_WIDE=1.5*ones(1,GRAF_NUM);

    % Anchura de barras a utilizar en la representación.
    BAR_WIDTH=0.5*ones(1,GRAF_NUM);

    % Número de puntos o marcadadores a incluir en la figura.
    POINT_NUM=0;

    % Coordenadas del eje de abscisas de los marcadores a representar.
    POINT_X=[];

    % Coordenadas del eje de ordenadas de los datos a representar.
    POINT_Y=[];

    % Tipo de símbolos para la representación de marcadores.
    POINT_TYPE=[];

    % Color de símbolos para la representación de marcadores.
    POINT_COLOR=[];

    % Tamaño de símbolos para la representación de marcadores.
    POINT_SIZE=[];

    % Textos asociados a los marcadores representados.
    POINT_TEXT=[];

    % Tamaño de fuente de extos asociados a los marcadores representados.
    POINT_FONT=TEXTO_FONT;

    % Texto a añadir a la figura.
    TEXTO_DATA={sprintf('Tolerancia~::~%g \\\%',TOL)};

    % Número de elementos de texto a añadir a la figura.
    TEXTO_NUM=1;

    % Contenido de la leyenda a incluir en la figura.
    LEYENDA_DATA=[];

    % Posición de la leyenda en la figura.
    LEYENDA_POS='Best';

    % Visibilidad de la leyenda.
    LEYENDA_VISIBLE='off';

    % Límites de representación en el eje de abscisas de la figura.
    XLIM_DATA=[];

    % Límites de representación en el eje de ordenadas de la figura.
    YLIM_DATA=[0, 1.15*max(F0_OPT)];

    % Título de la gráfica incluida en la figura.
    TITLE_DATA=strcat('Filtro SALLEN-KEY Paso ALTO: $$f_{H}$$ vs.',...
        'dispositivos seleccionados');

    % Etiqueta a añadir al eje de abscisas de la figura.
    XLABEL_DATA='Relaci\\'on de soluciones';

    % Etiqueta a añadir al eje de ordenadas de la figura.
    YLABEL_DATA='Frecuencia de corte, $$f_{H}$$ (Hz)';

```

```

% Número de puntos de interés del eje de abscisas.
XTICK_POS=X_DATA;

% Etiquetas en los puntos de interés del eje de abscisas.
XTICK_LABEL=cell(1,length(F0_OPT));
for i=1:length(F0_OPT)

    % Etiquetas a incluir en el eje de abscisas.
    XTICK_LABEL{i}=...
        sprintf('%g',i);

end

% Ubicación horizontal de texto vertical en cuerpo de las barras.
X_BAR_TEXT=X_DATA;

% Ubicación vertical de texto vertical en cuerpo de las barras.
Y_BAR_TEXT=min([0,min(YLIM_DATA)]);
Y_BAR_TEXT=ones(1,length(X_DATA)).*Y_BAR_TEXT;

% Contenido de de texto vertical en cuerpo de las barras.
BAR_TEXT_DATA=cell(1,length(X_BAR_TEXT));
for i=1:length(X_DATA)

    % Descomposición de datos en unidades en base 10.
    [R0_OPT_UNIT,R0_OPT_EXP,R0_OPT_MULT]=FCN_UNITS_BASE10(R0_OPT(i));
    [C0_OPT_UNIT,C0_OPT_EXP,C0_OPT_MULT]=FCN_UNITS_BASE10(C0_OPT(i));
    [F0_OPT_UNIT,F0_OPT_EXP,F0_OPT_MULT]=FCN_UNITS_BASE10(F0_OPT(i));

    BAR_TEXT_DATA{i}=sprintf(strcat('$R$~%g~$s$\Omega$',...
        '$C$~%g~$s$',...
        '$f_{H}$~%3.3f~$sHz$'),...
        R0_OPT_UNIT,R0_OPT_MULT,...
        C0_OPT_UNIT,C0_OPT_MULT,...
        F0_OPT_UNIT,F0_OPT_MULT);

end

% Color de texto vertical en el cuerpo de las barras.
BAR_TEXT_COLOR=cell(1,1);
BAR_TEXT_COLOR{1}=[0 0 0];

% Tamaño de texto vertical en el cuerpo de las barras.
BAR_TEXT_SIZE=AXIS_FONT*0.75;

% Selección de dibujo de la figura en pantalla.
FIG_DIB=1;

% Selección de guardado de la figura en disco.
FIG_SAVE=1;

% Creación de la figura y dibujo de las gráficas.
% -> Función "FCN_GRAFICAS_BARRAS_2021":
[Salida] = FCN_GRAFICAS_BARRAS_2021(X_DATA,Y_DATA,GRAF_NUM,...
    X_SCALE,Y_SCALE,...
    FIG_NAME,FIG_DX,FIG_DY,...
    BAR_EDGE_COLOR,BAR_FACE_COLOR,BAR_LIN_TYPE,BAR_LIN_WIDE,BAR_WIDTH,...
    AXIS_FONT,...
    POINT_NUM,POINT_X,POINT_Y,...
    POINT_TYPE,POINT_COLOR,POINT_SIZE,POINT_TEXT,POINT_FONT,...
    TEXTO_DATA,TEXTO_NUM,TEXTO_FONT,...
    LEYENDA_DATA,LEYENDA_FONT,LEYENDA_POS,LEYENDA_VISIBLE,...
    TITLE_DATA,TITLE_FONT,...
    XLIM_DATA,YLIM_DATA,...
    XTICK_POS,XTICK_LABEL,...
    XLABEL_DATA,YLABEL_DATA,LABEL_FONT,...
    X_BAR_TEXT,Y_BAR_TEXT,BAR_TEXT_DATA,BAR_TEXT_SIZE,BAR_TEXT_COLOR,...
    FIG_DIB,FIG_SAVE,FORMATO);

% -----
% GRÁFICA 05: ERROR EN LA FRECUENCIA DE CORTE DEL FILTRO PASO ALTO SALLEN-KEY.
% -> REPRESENTACIÓN PARA LAS SELECCIONES DE DISPOSITIVOS ÓPTIMAS.
% -> IDENTIFICACIÓN DEL ERROR RELATIVO EN LA FRECUENCIA DE CORTE.
% -----
% Nombre de la figura.
FIG_NAME=IMG05;

```

```

% Número de gráficas a incluir en la figura.
% -> Curvas correspondientes al primer eje de ordenadas.
GRAF_NUM=1;

% Coordenadas del eje de abscisas de los datos a representar.
X_DATA=[];
X_DATA=1:1:length(F0_OPT);

% Coordenadas del eje de ordenadas de los datos a representar.
Y_DATA=[];
Y_DATA=F0_ERROR_REL';

% Relación de colores de barras a representar.
COLOR_LIST={'cyan', 'magenta', 'yellow', 'blue', 'red', 'green', 'black'};
BAR_EDGE_COLOR=cell(1,GRAF_NUM);
BAR_FACE_COLOR=cell(1,GRAF_NUM);
if GRAF_NUM<=length(COLOR_LIST)
    BAR_EDGE_COLOR=COLOR_LIST(1:GRAF_NUM);
    BAR_FACE_COLOR=COLOR_LIST(1:GRAF_NUM);
else
    for i=1:GRAF_NUM
        BAR_EDGE_COLOR{i}=[rand(1) rand(1) rand(1)];
        BAR_FACE_COLOR{i}=BAR_EDGE_COLOR{i};
    end
end

% Tipos de líneas a utilizar en la representación.
LIN_LIST={'-', '--', ':', '-.'};
if GRAF_NUM<=length(LIN_LIST)
    BAR_LIN_TYPE=LIN_LIST(1:GRAF_NUM);
else
    BAR_LIN_TYPE=cell(1,GRAF_NUM);
    BAR_LIN_TYPE(1:end)={'-'};
end

% Formato de visualización de datos en cada uno de los ejes de coordenadas
% del espacio de representación 2D.
X_SCALE='linear';
Y_SCALE='linear';

% Grosor de líneas externas de las barras a utilizar en la representación.
BAR_LIN_WIDE=1.5*ones(1,GRAF_NUM);

% Anchura de barras a utilizar en la representación.
BAR_WIDTH=0.5*ones(1,GRAF_NUM);

% Número de puntos o marcaradores a incluir en la figura.
POINT_NUM=0;

% Coordenadas del eje de abscisas de los marcadores a representar.
POINT_X=[];

% Coordenadas del eje de ordenadas de los datos a representar.
POINT_Y=[];

% Tipo de símbolos para la representación de marcadores.
POINT_TYPE=[];

% Color de símbolos para la representación de marcadores.
POINT_COLOR=[];

% Tamaño de símbolos para la representación de marcadores.
POINT_SIZE=[];

% Textos asociados a los marcadores representados.
POINT_TEXT=[];

% Tamaño de fuente de extos asociados a los marcadores representados.
POINT_FONT=TEXTO_FONT;

% Texto a añadir a la figura.
TEXTO_DATA={sprintf('Tolerancia~::~~%g \\\%',TOL)};

% Número de elementos de texto a añadir a la figura.
TEXTO_NUM=1;

```

```

% Contenido de la leyenda a incluir en la figura.
LEYENDA_DATA=[];

% Posición de la leyenda en la figura.
LEYENDA_POS='Best';

% Visibilidad de la leyenda.
LEYENDA_VISIBLE='off';

% Límites de representación en el eje de abscisas de la figura.
XLIM_DATA=[];

% Límites de representación en el eje de ordenadas de la figura.
YLIM_DATA=[0, 1.15*max(F0_ERROR_REL)];

% Título de la gráfica incluida en la figura.
TITLE_DATA=strcat('Filtro SALLEN-KEY Paso ALTO: $$E_{rel}$$ vs.',...
    'dispositivos seleccionados');

% Etiqueta a añadir al eje de abscisas de la figura.
XLABEL_DATA='Relaci\''on de soluciones';

% Etiqueta a añadir al eje de ordenadas de la figura.
YLABEL_DATA='Error relativo, $$E_{rel}$$ (%)';

% Número de puntos de interés del eje de abscisas.
XTICK_POS=X_DATA;

% Etiquetas en los puntos de interés del eje de abscisas.
XTICK_LABEL=cell(1,length(F0_OPT));
for i=1:length(F0_OPT)

    % Etiquetas a incluir en el eje de abscisas.
    XTICK_LABEL{i}=...
        sprintf('%g',i);

end

% Ubicación horizontal de texto vertical en cuerpo de las barras.
X_BAR_TEXT=X_DATA;

% Ubicación vertical de texto vertical en cuerpo de las barras.
Y_BAR_TEXT=min([0,min(YLIM_DATA)]);
Y_BAR_TEXT=ones(1,length(X_DATA)).*Y_BAR_TEXT;

% Contenido de de texto vertical en cuerpo de las barras.
BAR_TEXT_DATA=cell(1,length(X_BAR_TEXT));
for i=1:length(X_DATA)

    % Descomposición de datos en unidades en base 10.
    [R0_OPT_UNIT,R0_OPT_EXP,R0_OPT_MULT]=FCN_UNITS_BASE10(R0_OPT(i));
    [C0_OPT_UNIT,C0_OPT_EXP,C0_OPT_MULT]=FCN_UNITS_BASE10(C0_OPT(i));
    [F0_OPT_UNIT,F0_OPT_EXP,F0_OPT_MULT]=FCN_UNITS_BASE10(F0_OPT(i));

    BAR_TEXT_DATA{i}=sprintf(strcat('$$R$$~::~~%g~%s$$\Omega$$$',...
        '~$$C$$~::~~%g~%sF$',...
        '~$$f_{H}$$~::~~%3.3f~%sHz'),...
        R0_OPT_UNIT,R0_OPT_MULT,...
        C0_OPT_UNIT,C0_OPT_MULT,...
        F0_OPT_UNIT,F0_OPT_MULT);

end

% Color de texto vertical en el cuerpo de las barras.
BAR_TEXT_COLOR=cell(1,1);
BAR_TEXT_COLOR{1}=[0 0 0];

% Tamaño de texto vertical en el cuerpo de las barras.
BAR_TEXT_SIZE=AXIS_FONT*0.75;

% Selección de dibujo de la figura en pantalla.
FIG_DIB=1;

% Selección de guardado de la figura en disco.
FIG_SAVE=1;

% Creación de la figura y dibujo de las gráficas.
% -> Función "FCN_GRAFICAS_BARRAS_2021":

```

```
[SALIDA] = FCN_GRAFICAS_BARRAS_2021(X_DATA,Y_DATA,GRAF_NUM,...
    X_SCALE,Y_SCALE,...
    FIG_NAME,FIG_DX,FIG_DY,...
    BAR_EDGE_COLOR,BAR_FACE_COLOR,BAR_LIN_TYPE,BAR_LIN_WIDE,BAR_WIDTH,...
    AXIS_FONT,...
    POINT_NUM,POINT_X,POINT_Y,...
    POINT_TYPE,POINT_COLOR,POINT_SIZE,POINT_TEXT,POINT_FONT,...
    TEXTO_DATA,TEXTO_NUM,TEXTO_FONT,...
    LEYENDA_DATA,LEYENDA_FONT,LEYENDA_POS,LEYENDA_VISIBLE,...
    TITLE_DATA,TITLE_FONT,...
    XLIM_DATA,YLIM_DATA,...
    XTICK_POS,XTICK_LABEL,...
    XLABEL_DATA,YLABEL_DATA,LABEL_FONT,...
    X_BAR_TEXT,Y_BAR_TEXT,BAR_TEXT_DATA,BAR_TEXT_SIZE,BAR_TEXT_COLOR,...
    FIG_DIB,FIG_SAVE,FORMATO);
```

5.2 Códigos de Arduino Nano

```
#include <Servo.h>

const uint16_t numeroDeMuestras = 300;

const double samplingFrequency = 0.4;

const int ledFuerza1 = 5;

const int ledFuerza2 = 6;

const int ledFuerza3 = 7;

const int ledFuerza4 = 8;

const int ledPinCalR = 9;

const int ledPinCalV = 10;

const int buttonPin = 11;

const int ledPin = 12;

const int analogPin=A7;

const int PeriodosDeCalibracion=20;

const int indezSize=5;

double muestras[numeroDeMuestras]={};

int Fuerza=0;

int contadorCalibracion=0;

int PeackIndex=0;

int FuerzaUPOffset=75;

int Media_peack[indezSize]={0,0,0,0,0};

int Media_Calibracion=0;

bool Calibrando=false;

byte EstadoAnteriorBoton=LOW;

Servo myservo;

void setup(){

    Serial.begin(115200);
```

```
while(!Serial);

pinMode(ledPin, OUTPUT);
pinMode(ledPinCalR, OUTPUT);
pinMode(ledPinCalV, OUTPUT);
pinMode(ledFuerza4, OUTPUT);
pinMode(ledFuerza3, OUTPUT);
pinMode(ledFuerza2, OUTPUT);
pinMode(ledFuerza1, OUTPUT);
pinMode(buttonPin, INPUT);
pinMode(4, OUTPUT);
myservo.attach(4);
Serial.println("Ready");
}

void loop()
{
  LeerDatos();
  DetectarCalibracion();
  MoverMotores();
}

void LeerDatos(){
  for (uint16_t i = 0; i < numeroDeMuestras; i++){
    muestras[i]=analogRead(analogPin);
    delay(samplingFrequency);}
}

void DetectarCalibracion(){
  if (EstadoAnteriorBoton==HIGH && digitalRead(buttonPin) == LOW) {
    Calibrando=true;
    digitalWrite(ledPinCalR, HIGH);
    digitalWrite(ledPinCalV, LOW);
    Media_Calibracion=0;}
  if(Calibrando){
    Calibracion();}
  EstadoAnteriorBoton=digitalRead(buttonPin);
}
```

```
void Calibracion(){
    double maxVal=0;
    contadorCalibracion=contadorCalibracion+1;
    for (uint16_t i = 0; i < numeroDeMuestras; i++){
        if(maxVal<muestras[i]){
            maxVal=muestras[i];}}
    Media_Calibracion=(Media_Calibracion+maxVal);
    if(contadorCalibracion>=PeriodosDeCalibracion){
        Media_Calibracion=Media_Calibracion/PeriodosDeCalibracion;
        contadorCalibracion=0;
        Calibrando=false;
        digitalWrite(ledPinCalR, LOW);
        digitalWrite(ledPinCalV, HIGH);}
}

void MoverMotores(){
    if(!Calibrando){
        double valtotalmedia=0;
        double maxVal=0;
        PeackIndex=PeackIndex+1;
        for (uint16_t i = 0; i < numeroDeMuestras; i++){
            if(maxVal<muestras[i]){maxVal=muestras[i];}}
        Media_peack[PeackIndex-1]=maxVal;
        for (uint16_t i = 0; i < indezSize; i++){
            valtotalmedia=valtotalmedia+Media_peack[i];}
        valtotalmedia=valtotalmedia/indezSize;
        Fuerza=analogRead(A6)/10;
        if(valtotalmedia>(Media_Calibracion+(Fuerza)+FuerzaUPOffset)){
            digitalWrite(ledPin, HIGH);
            myservo.write(0);
            delay(15);
            if(valtotalmedia>(Media_Calibracion+(Fuerza)+FuerzaUPOffset*4)){
                digitalWrite(ledFuerza4, HIGH);
                digitalWrite(ledFuerza3, HIGH);
                digitalWrite(ledFuerza2, HIGH);
                digitalWrite(ledFuerza1, HIGH);
            }else if(valtotalmedia>(Media_Calibracion+(Fuerza)+FuerzaUPOffset*3)){
                digitalWrite(ledFuerza4, LOW);
```

```
        digitalWrite(ledFuerza3, HIGH);

        digitalWrite(ledFuerza2, HIGH);

        digitalWrite(ledFuerza1, HIGH);

    }else if(valtotalmedia>(Media_Calibracion+(Fuerza)+FuerzaUPOffset*2)){

        digitalWrite(ledFuerza4, LOW);

        digitalWrite(ledFuerza3, LOW);

        digitalWrite(ledFuerza2, HIGH);

        digitalWrite(ledFuerza1, HIGH);

    }else if(valtotalmedia>(Media_Calibracion+(Fuerza)+FuerzaUPOffset*1)){

        digitalWrite(ledFuerza4, LOW);

        digitalWrite(ledFuerza3, LOW);

        digitalWrite(ledFuerza2, LOW);

        digitalWrite(ledFuerza1, HIGH);

    }else{

        digitalWrite(ledFuerza4, LOW);

        digitalWrite(ledFuerza3, LOW);

        digitalWrite(ledFuerza2, LOW);

        digitalWrite(ledFuerza1, LOW);}

    }else {

        myservo.write(180);

        delay(15);

        digitalWrite(ledPin, LOW);

        digitalWrite(ledFuerza4, LOW);

        digitalWrite(ledFuerza3, LOW);

        digitalWrite(ledFuerza2, LOW);

        digitalWrite(ledFuerza1, LOW);}

    if(PeackIndex>indezSize){

        PeackIndex=0;}

}

}
```

6 Bibliografía

- [1] ishn, «ishn.com (Statistics on hand and arm loss),» ishn, [En línea]. Available: <https://www.ishn.com/articles/97844-statistics-on-hand-and-arm-loss>. [Último acceso: 10 Septiembre 2022].
- [2] M. P. Fahrenkopf, N. S. Adams, J. P. Kelpin y V. H. Do, «Hand Amputations,» *Eplasty*, vol. 18, nº ic21, p. PMID: 30344843, 2018.
- [3] C. Castellini y P. van der Smagt, «Surface EMG in advanced hand prosthetics,» *Biological cybernetics*, vol. 100, nº 1, pp. 35-47, 2009.
- [4] Dianceht, «manosydedos.com (Prótesis estéticas y funcionales de silicón),» [En línea]. Available: <https://www.manosydedos.com/precios.html>. [Último acceso: 10 Septiembre 2022].
- [5] Bionicsfor EVERYONE, «bionicsforeveryone.com (Bionic Hand Price List),» [En línea]. Available: <https://bionicsforeveryone.com/bionic-hand-price-list/>. [Último acceso: 10 Septiembre 2022].
- [6] C. De Luca, «Electromyography,» de *Encyclopedia of Medical Devices and Instrumentation*, Hoboken, New Jersey, USA, John Wiley & Sons, Inc., 2006, pp. 98-109.
- [7] C. J. De Luca, «Surface Electromyography: Detection and Recording,» DelSys Incorporated, 2002.
- [8] M. Z. Jamal, «Signal Acquisition Using Surface EMG and Circuit Design Considerations for Robotic Prosthesis,» de *Computational Intelligence in Electromyography Analysis: A Perspective on Current Applications and Future Challenges*, Londres, Reino Unido, IntechOpen, 2012, pp. 427-448.
- [9] A. S. Sedra y C. K. Smith, *Microelectronic Circuits*, New York, USA: Oxford University Press, Inc., 2004.
- [10] Arduino, «Arduino.cc,» [En línea]. Available: <https://docs.arduino.cc/static/eae8434f5ff2784dd930300c7ba61a5b/A000005-datasheet.pdf>. [Último acceso: 01 09 2022].
- [11] Microchip, «microchip.com,» [En línea]. Available: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/ATmega48A-PA-88A-PA-168A-PA-328-P-DS-DS40002061A.pdf>. [Último acceso: 01 09 2022].
- [12] TeachMeAnatomy, «teachmeanatomy.info,» [En línea]. Available: <https://teachmeanatomy.info/upper-limb/muscles/hand/>. [Último acceso: 01 09 2022].
- [13] Axion, «axion.shop,» [En línea]. Available: <https://axion.shop/es/>. [Último acceso: 01 09 2022].

-
- [14] Analog Devices, «analog.com (AD623 Datasheet),» [En línea]. Available: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD623.pdf>. [Último acceso: 01 09 2022].
- [15] Texas Instruments, «ti.com (UA741CP Datasheet),» [En línea]. Available: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ua741.pdf>. [Último acceso: 01 09 2022].
- [16] Creality, «creality3dofficial.eu (Creality Ender 3),» [En línea]. Available: https://www.creality3dofficial.eu/products/ender-3-max-3d-printer-eu?gclid=CjwKCAjw4JWZBhApEiwAtJUN0CFKDhJKc9JhwvqhxFN4XmTRZ8qv9XSrRjlamWlB1D4vuzkvt2lcKBoCjIYQAvD_BwE. [Último acceso: 01 09 2022].
- [17] G. Langevin, «Thingiverse.com,» [En línea]. Available: <https://www.thingiverse.com/thing:18939>. [Último acceso: 01 09 2022].
- [18] P. Pérez-Nicoli, F. Silveira y M. Ghovanloo, Inductive Links for Wireless Power Transfer, Cham, Switzerland: Springer Nature Switzerland AG, 2021.
- [19] T. K. Sakar, R. J. Mailloux, A. A. Oliner, M. Salazar-Palma y D. L. Sengupta, History of Wireless, Hoboken, New Jersey, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2006.
- [20] D. M. Dobkin, The RF in RFID. Passive UHF RFID in Practice., Newnes, 2008.
- [21] Y. Zhang y Z. Zhao, «Frequency splitting analysis of two-coil resonant wireless power transfer,» *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 400-402, 2014.
- [22] L. Jianyu, T. Houjun y G. Xin, «Frequency splitting analysis of wireless power transfer system based on T-type transformer model,» *Elektronika Elektrotehnika*, vol. 19, nº 10, pp. 109-113, 2013.
- [23] G. B. Hmida, H. Ghariani y M. Samet, «Design of wireless power and data transmission circuits for implantable biomicrosystem,» *Biotechnology*, vol. 6, nº 2, pp. 153-164, 2007.
- [24] M. Van Valkenburg, Network Analysis, Prentice-Hall, 1964.
- [25] S. Bush, Smart Grid: Communication-Enabled Intelligence for the Electric Power Grid, Wiley, 2014.
- [26] T. Sun, X. Xie y Z. Wang, Wireless Power Transfer for Medical Microsystems, Springer Science + Business Media, 2013.
- [27] G. Rincón-Mora, Analog IC Design with Low-Dropout Regulators (LDOs), The McGraw-Hill Companies, Inc., 2009.
- [28] C. Pérez Vega y J. Zamanillo Sáinz de la Maza, Laboratorio de Radiocomunicación y Televisión - Diseño de bobinas, Universidad de Cantabria, Dpto. de Ingeniería de Telecomunicaciones, 2000.
-

-
- [29] Y. Ben Fadhel, S. Ktata, K. Sedraoui, S. Rahmani y K. Al-Haddad, «A Modified Wireless Power Transfer System for Medical Implants,» *Energies*, vol. 12, nº 10, p. 1890, 2019.
- [30] R. Serway y J. Jewett, *Physics For Global Scientists and Engineers*, National Geographic Learning, 2019.
- [31] G. Giovannetti, «Comparison between circular and square loops for low- frequency magnetic resonance applications: Theoretical performance estimation,» *Concepts in Magnetic Resonance Part B: Magnetic Resonance Engineering*, vol. 46B, nº 3, pp. 146-155, 2016.
- [32] S. Hekal, A. Allam, A. Abdel-Rahman y R. Pokharel, *Compact Size Wireless Power Transfer Using Defected Ground Structures*, Springer, 2019.
- [33] Kyocera AVX, *Y5V Dielectric Datasheet and Catalog*.
- [34] I. T. U. -. R. S. (ITU-R), «Report ITU-R SM.2303-2,» ITU, Ginebra, 2017.
- [35] E. C. C. (. w. t. E. C. o. P. a. T. A. (CEPT), «ERC Report 25 - The European Table of Frequency Allocations and Applications in the Frequency Range 8.3 kHz to 3000 GHz (ECA Table),» 2021.
- [36] M. d. A. E. y. T. D. d. G. d. España, «Orden ETD/1449/2021, de 16 de diciembre, por la que se aprueba el Cuadro Nacional de Atribución de Frecuencias (BOE-A-2021-21346),» 2021.
- [37] A. J. Mohideen y S. N. Sidek, «Development of EMG Circuit to Study the Relationship between Flexor Digitorum Superficialis Muscle Activity and Hand Grip Strength,» de *2011 4th International Conference on Mechatronics (ICOM)*, Kuala Lumpur, Malaysia, 17-19 May 2011.
- [38] M. Simao, N. Mendes, O. Gibaru y P. Neto, «A Review on Electromyography Decoding and Pattern Recognition for Human-Machine Interaction,» *Digital Object Identifier*, vol. 7, nº 2019, pp. 39564-39582, 2019.