



UNIVERSIDAD DE CHILE
FACULTAD DE CIENCIAS FÍSICAS Y MATEMÁTICAS
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

DESAFÍOS DE LA CAPA FÍSICA PARA EL MONITOREO Y CONTROL REMOTO
DE PACIENTES

MEMORIA PARA OPTAR AL TÍTULO DE INGENIERO CIVIL ELÉCTRICO

FAHMI AWAD HERNÁNDEZ

PROFESOR GUÍA:
CLAUDIO ESTÉVEZ MONTERO

MIEMBROS DE LA COMISIÓN:
SEBASTIÁN RÍOS PÉREZ
ALFREDO SCHNELL DRESEL

SANTIAGO DE CHILE

2016

RESUMEN DE LA MEMORIA PARA OPTAR AL
TÍTULO DE INGENIERO CIVIL ELÉCTRICO
POR: Fahmi Awad Hernández
FECHA: Agosto de 2016
PROFESOR GUÍA: Claudio Estévez Montero

DESAFÍOS DE LA CAPA FÍSICA PARA EL MONITOREO Y CONTROL REMOTO DE PACIENTES

En la actualidad existe una gran necesidad de monitorear pacientes en forma remota dado que hay capacidades limitadas en centros médicos, tanto de profesionales como de instrumental e insumos. Más allá de esto, respecto al electrocardiograma en particular, se utiliza un método en el cual se coloca doce electrodos en el cuerpo del paciente, además de filtrar los datos con máquinas bastante grandes, lo que se traduce en incomodidad para el sujeto y una maquinaria costosa que puede ser reemplazada.

Este trabajo se enfoca en el desarrollo de un sistema de amplificación y filtrado simplificado para un electrocardiograma utilizando el método de Einthoven, y en la implementación de electrodos de una composición química diferente, denominados PEDOT:PSS. Se trabaja con éstos como reemplazo de los comúnmente utilizados dado que son hidrofílicos, lavables y no producen irritación, por lo cual son considerados un avance respecto al ámbito invasivo de la detección.

La amplificación sin ruido es una parte crítica en el diseño del circuito, por lo tanto es imperativo obtener el filtrado necesario. Se diseñan circuitos para la inversión de voltaje necesaria, el amplificador y los filtros pasa bajos de 150 Hz, pasa altos de 0.1 Hz y notch de 50 Hz a utilizar.

Los resultados obtenidos se pueden organizar de la siguiente forma: inicialmente se obtiene una señal alimentando con 3 y 5 V, con y sin filtro notch, en una prueba con sensores comunes, midiendo con osciloscopio Rigol. Luego se analiza el mismo circuito alimentado con baterías y medido con el DSO Nano V3 y finalmente se examina con un electrodo PEDOT:PSS. Se opta por una alimentación independiente ya que se disminuye el ruido y se tiene un sistema aislado de la red. Se describe la construcción de los nuevos electrodos y se presentan los experimentos realizados con éstos.

Se concluye por medio de una prueba de concepto que es posible obtener un sistema ECG no invasivo, pero que al tener una fuente dependiente de la red eléctrica existe una alta filtración de ruido de 50 Hz. La señal obtenida con el circuito y el electrodo PEDOT:PSS es satisfactoria y similar a la representación con electrodos convencionales, alimentando con un voltaje independiente de la red. Se indica los trabajos futuros respecto a esta memoria.

TABLA DE CONTENIDO

Capítulo 1.....	1
INTRODUCCIÓN	1
Motivación	1
Alcance	2
Objetivo general	2
Objetivos específicos	3
Estructura del trabajo.....	3
Capítulo 2.....	5
MARCO TEÓRICO.....	5
Antecedentes	5
Concepto de monitoreo remoto.....	6
Electrodos de hilo de nylon revestido en plata (Silver plated nylon yarn).....	6
PEDOT:PSS	7
Estado del arte	8
Electrocardiograma remoto	8
Estudios con PEDOT:PSS.....	8
Detección de señales.....	10
Electrocardiograma (ECG)	10
Temperatura	12
Oximetría.....	16
Amplificación.....	18
Amplificador operacional	18
Rechazo a la señal de modo común (CMRR)	19
Amplificador de instrumentación	19
Diagrama de Bode	20
Filtrado.....	21
Filtros pasivos	22
Filtros activos	23
Filtro pasa altos de primer orden	24
Filtro pasa bajos de primer orden.....	26
Filtro pasa banda	26

Filtro notch o rechaza banda	27
Factor de calidad	28
Topología	29
Tipos	32
Elección de filtros.....	33
Alimentación	34
Capítulo 3.....	35
METODOLOGÍA.....	35
Etapas del circuito	35
Inversión del voltaje de entrada.....	35
Pre amplificación.....	35
Filtros.....	36
Instrumentos de medición	41
Multímetro	41
Osciloscopios.....	41
Fuente de corriente continua programable	42
Etapas de implementación y medición	42
Implementación del circuito completo en protoboard	42
Prueba del circuito implementado en protoboard.....	43
Pruebas con electrodos comunes.....	43
Prueba de medios de propagación	44
Diseño e implementación de los electrodos textiles	44
Prueba del circuito con medio escogido y electrodo textil	45
Capítulo 4.....	46
IMPLEMENTACIÓN Y RESULTADOS.....	46
Implementación de las etapas del circuito en protoboard	46
Inversor de voltaje.....	46
Amplificador de instrumentación	46
Filtro pasa altos	46
Filtro pasa bajos	46
Filtro notch	47
Resultados de pruebas del circuito en protoboard	47
Con alimentación de 3 V	47
Con alimentación de 5 V	48

Con alimentación de 5 V y sin filtro notch	49
Análisis de la señal con Matlab.....	49
Prueba con electrodos Skintact.....	52
Prueba de medios de propagación.....	53
Lápiz de Níquel	53
Hilo conductor (<i>silver plated nylon yarn</i>)	55
Implementación de los electrodos PEDOT:PSS.....	56
Prueba del circuito con electrodo PEDOT:PSS	57
Capítulo 5.....	59
CONCLUSIONES	59
Caracterización de la señal.....	59
Diseño del circuito	59
Respecto a las pruebas realizadas.....	59
Prueba del circuito con electrodos comunes.....	59
Prueba de medios de propagación	60
Implementación del electrodo PEDOT:PSS.....	60
Prueba con electrodo PEDOT:PSS.....	61
Otras señales	61
Trabajo futuro	62
Almohadita.....	62
Amplificador de aislamiento y seguridad del paciente	62
Inclusión de otras señales	62
Pasar el diseño del circuito a una PCB.....	62
Mejorar elaboración de electrodos PEDOT:PSS	63
Desarrollar el circuito con un DSP	63
Bibliografía	64
Anexo - A	66
Módulos básicos con op-amps	66
Inversor.....	66
No inversor	66
Sumador.....	67
Restador	68
Integrador	69
Diferenciador.....	69

Anexo - B 70

Índice de Figuras

Figura 1: Conceptualización de sistema de monitoreo remoto	6
Figura 2: Hidrofobia de silver plated nylon cloth vs hidrofilia de PEDOT:PSS	7
Figura 3: Registro de ECG con derivación II	11
Figura 4: Arreglo de circuito para una termocupla, mostrando al voltímetro interrumpiendo uno de los cables de la termocupla (a) y en el punto de junta de referencia (b).	14
Figura 5: Medidor de saturación de oxígeno no invasivo desechable.....	17
Figura 6: Configuración de un op-amp, mostrando sus entradas ($V+$ y $V-$), su alimentación positiva y negativa (V_{S+} y V_{S-}) y su salida (V_{out})	18
Figura 7: Diagrama de Bode de un filtro pasa bajos de primer orden. Se muestra la magnitud y la fase v/s la frecuencia en escala logarítmica.	21
Figura 8: Filtro pasa bajos pasivo de primer orden.....	23
Figura 9: Filtro pasa bajos activo de primer orden.	24
Figura 10: Filtro pasa altos pasivo de primer orden.....	25
Figura 11: Filtro pasa altos activo de primer orden.	25
Figura 12: Diagrama de Bode para un filtro pasa altos de primer orden, las aproximaciones rectas se denominan "Bode pole" o "polo de Bode".	26
Figura 13: Ganancia de un filtro pasa banda, el cual muestra las frecuencias de corte pasa bajos y pasa altos.....	27
Figura 14: Diagrama de Bode de un filtro notch centrado en 5 kHz.	28
Figura 15: Configuración Sallen-Key de filtro pasa bajos con ganancia unitaria.	29
Figura 16: Circuito Sallen-Key generalizado.	30
Figura 17: Filtro pasa bajos con configuración Multiple Feedback.	31
Figura 18: Respuesta en frecuencia de un filtro pasa bajos Butterworth. ...	32
Figura 19: Respuesta en frecuencia de un filtro pasa bajos Chebyshev tipo II de 4° orden.	33

Figura 20: Respuesta en frecuencia de un filtro pasa bajos Chebyshev de 5° orden.....	33
Figura 21: Topología de inversor de voltaje, mostrando como ejemplo un voltaje de entrada de 5 V.	35
Figura 22: Respuesta en frecuencia del filtro pasa altos diseñado en Filter Wizard. Muestra la magnitud v/s la frecuencia.	37
Figura 23: Respuesta en frecuencia del filtro pasa altos diseñado en Filter Wizard. Muestra la fase v/s la frecuencia.	37
Figura 24: Circuito del filtro pasa altos diseñado en Filter Wizard.....	38
Figura 25: Respuesta en frecuencia del filtro pasa bajos diseñado en Filter Wizard. Muestra la magnitud v/s la frecuencia.	38
Figura 26: Respuesta en frecuencia del filtro pasa bajos diseñado en Filter Wizard. Muestra la fase v/s la frecuencia.	39
Figura 27: Circuito del filtro pasa bajos diseñado en Filter Wizard.....	39
Figura 28: Diseño de filtro notch de alimentación dual de Filter Design in 30 Seconds.	40
Figura 29: Multímetro Rish Multi 11.	41
Figura 30: Osciloscopio Rigol MSO4012.	41
Figura 31: Osciloscopio DSO Nano V3.	42
Figura 32: Fuente continua programable Rigol DP832.	42
Figura 33: Electrodo Skintact.	43
Figura 34: Conexión del electrodo PEDOT:PSS. La placa azul es el electrodo, la placa café es una tela hecha de nylon bañado en plata, la tela superior es una tela elástica, y la línea amarilla es un cable metálico.....	44
Figura 35: Señal obtenida con alimentación de 3 V en implementación en protoboard.	48
Figura 36: Señal obtenida con alimentación de 5 V en implementación en protoboard.	48
Figura 37: Señal obtenida con alimentación de 5 V y sin filtro notch.	49
Figura 38: Respuesta del circuito obtenida con Matlab.....	50

Figura 39: Respuesta en frecuencia de la señal obtenida con protoboard. ..	50
Figura 40: Señal obtenida filtrando los 50 Hz invasivos.	51
Figura 41: Respuesta en frecuencia de la señal filtrada en Matlab.	52
Figura 42: Señal obtenida con electrodos Skintact, alimentación independiente y medida con el osciloscopio DSO Nano V3.	52
Figura 43: Prueba de continuidad y resistencia realizada sobre una tela elástica (blanca) y no elástica (negra).	53
Figura 44: Gráficos de Resistencia v/s longitud del trazo para ambas telas en distintas direcciones.	54
Figura 45: Resistencia por cm del hilo conductor, medido con el multímetro.	55
Figura 46: Prueba de resistencia del hilo conductor.	56
Figura 47: En la parte superior se ve la simulación de tela conductora, y debajo de ésta se encuentra el electrodo PEDOT:PSS.	56
Figura 48: Electrodo diseñado. Se aprecia el velcro, el electrodo PEDOT:PSS y el conector de 3.5 mm.	57
Figura 49: Salida del osciloscopio para prueba con un electrodo PEDOT:PSS y dos Skintact.	58
Figura 50: Configuración inversor.	66
Figura 51: Configuración no inversor.	67
Figura 52: Configuración sumador.	67
Figura 53: Configuración restador.	68
Figura 54: Configuración integrador.	69
Figura 55: Configuración diferenciador.	69

Índice de Tablas

Tabla 1: Frecuencia respiratoria y cardiaca por edad.	12
Tabla 2: Coeficiente de temperatura de resistencia para metales y aleaciones comunes	13
Tabla 3: Impedancia por componentes. Se ve el caso de frecuencia cero e infinita para una resistencia, un condensador y una inductancia.	22
Tabla 4: Prueba de continuidad y resistencia por centímetro de lápiz de níquel en tela elástica y no elástica.	54
Tabla 5: Resultados de prueba de resistividad sobre el hilo conductor.	55

Capítulo 1

INTRODUCCIÓN

Motivación

Hoy en día existe una gran cantidad de casos de enfermedades respiratorias en infantes, los cuales necesitan atención y vigilancia constante durante la hospitalización, sea su enfermedad crónica o no. Las técnicas actuales de control de pacientes tienden a ser muy invasivas, sin entregar datos de manera instantánea al equipo médico o al cuidador, teniendo potenciales efectos en la respuesta ante alertas en el estado de los sujetos. Considerando esto, es necesario elaborar un sistema no invasivo de medición de señales del paciente, que comunique la información de forma inalámbrica, fiable, veloz y continua, para que éste pueda actuar en el tiempo debido, mitigando las emergencias que se presenten. Es en este contexto que nace Almohadita; proyecto iniciado en conjunto entre los departamentos de Ingeniería Industrial y Eléctrica de la Facultad de Ciencias Físicas y Matemáticas de la Universidad de Chile, financiado por Fondef. Almohadita significa "Algoritmos de monitoreo orientado hacia el desarrollo e investigación de telemedicina aplicada en infantes".

El objetivo principal de la memoria para el proyecto es diseñar un sistema no invasivo que logre obtener las señales corporales del paciente, específicamente en infantes, reduciendo lo más posible la invasividad. Almohadita pretende transmitir la información de manera inalámbrica, otorgando de este modo mayor comodidad, manteniendo un nivel de confiabilidad cercano al entregado por los equipos de monitoreo actuales, teniendo como meta final conectarse a la nube y realizar cloud computing y data mining con los datos recogidos.

Como se quiere la menor invasividad posible, el diseño debe considerar una amplificación y filtrado de las señales en un módulo pequeño, pudiendo adaptar éste al sistema de manera que el paciente no lo sienta, ya que en la actualidad no existe equipamiento de monitoreo constante no invasivo, y los equipos existentes son demasiado grandes para ser transportados fácilmente, basándose en la colocación de una gran cantidad de electrodos, los cuales pueden conducir a irritación en la piel del sujeto.

Alcance

El trabajo de esta memoria se centra en el diseño de los electrodos textiles elaborados con un material denominado PEDOT:PSS, así como también del circuito amplificador y de filtrado para la obtención de un electrocardiograma. Se compara los resultados obtenidos con éstos con las mediciones de las mismas señales realizadas con elementos tradicionales.

En vista de lo anterior, se define primero los datos a obtener, lo que implica conocer, como mínimo, el rango de frecuencias de cada señal y su amplitud promedio y peak, obteniendo los parámetros necesarios con el fin de diseñar la amplificación y el filtrado. Al tener esto realizado se diseña un amplificador preliminar. Al mismo tiempo, y habiendo estudiado el comportamiento de las señales, se analiza los posibles filtros a implementar para la correcta reducción del ruido, acercando las muestras obtenidas a las mediciones con métodos tradicionales, las cuales utilizan tres electrodos en el registro de un vector sumados a distintos vectores, mostrando deflexiones en el patrón de onda.

Una vez obtenido lo anterior, se busca la manera de interactuar entre los textiles electrónicos y el circuito diseñado, buscando la interfaz que se adecúe mejor a los requerimientos del proyecto. Al tenerla escogida, se implementa el sistema completo, y se obtiene una medición del electrocardiograma, la cual se compara con las mediciones anteriores.

Objetivo general

El objetivo principal de la memoria es la obtención de información electrocardiográfica de forma no invasiva, cómoda y fidedigna. Es necesario incorporar la tecnología *e-textile* o tela conductora, la cual puede ser integrada a una prenda de ropa, logrando una sensación menor de invasividad y que los datos recopilados durante el monitoreo del paciente sean más fidedignos.

Objetivos específicos

A continuación, se muestran los objetivos específicos que resumen los pasos a llevar a cabo en la realización de esta memoria:

1. Obtener rangos de frecuencia y amplitudes para la señal a analizar.
2. Aplicar la caracterización antes mencionada al diseño del amplificador y de los filtros necesarios, tomando en cuenta todas las posibles señales necesarias.
3. Implementar el sistema de amplificación y filtrado utilizando las herramientas más adecuadas para el caso.
4. Medir las señales con sensores comunes conectados al circuito diseñado para obtener una base sobre la cual comparar las mediciones posteriores.
5. Escoger un medio de propagación adecuado para la conectividad con los e-textiles.
6. Obtener las señales corporales usando los electrodos textiles (PEDOT:PSS) conectados a la etapa de amplificación previamente diseñada, utilizando el medio de propagación escogido anteriormente, haciendo una prueba de concepto de los elementos.

Estructura del trabajo

A continuación se presenta la estructura a seguir en este trabajo de investigación:

- **Capítulo 2. Marco Teórico:** corresponde al capítulo de revisión bibliográfica o de contextualización, lo cual se logra mediante la entrega de conocimientos básicos para entender el trabajo realizado. En esta memoria en particular se empieza por definir los conceptos médicos necesarios, pasando por los métodos actuales de medición de las señales a estudiar, seguido de la explicación del método utilizado en el diseño del circuito y los modelos teóricos que rigen éste último. Se definen los elementos a utilizar y se muestra el estado del arte respecto al tema investigado.
- **Capítulo 3. Metodología:** se muestra el plan de trabajo, así como también se detallan los pasos a seguir, las condiciones bajo las cuales se realizará éste, los elementos utilizados y las herramientas a usar para el análisis posterior. Se explica el detalle de los circuitos diseñados y se da a conocer las pruebas a realizar.
- **Capítulo 4. Resultados y análisis:** se entrega el resultado de los experimentos realizados demarcados en el capítulo anterior. Se analiza éstos, exponiendo el funcionamiento real del circuito implementado.

También se muestra lo obtenido en las pruebas hechas a los medios de propagación entre *e-textile* y amplificador, justificando la elección tomada.

- **Capítulo 5. Conclusiones:** se presentan las conclusiones obtenidas a raíz del análisis hecho en el capítulo anterior, tomando en cuenta el proceso completo y notando las posibles fallas y limitaciones en la metodología propuesta. Se propone el trabajo futuro relacionado con la investigación realizada.

Capítulo 2

MARCO TEÓRICO

Antecedentes

Dentro de Latinoamérica, Chile es uno de los países con una tendencia creciente hacia el uso de la telemedicina, con una necesidad fundamental de su utilización. Esto es un efecto de la insuficiencia de especialistas, la escasez de recursos y la centralización, así como también de su aislamiento geográfico del exterior, su gran extensión y las dificultades geográficas de comunicación interna debido a esto último [1]. Dada esta necesidad, han surgido diversos proyectos para telemedicina, uno de los cuales es el monitoreo remoto de pacientes implementado por AccuHealth. El sistema de dicha empresa permite monitorear pacientes crónicos y post críticos desde sus hogares, lo cual se logra entregando a estos un kit de Tele Monitoreo compuesto por un monitor y un conjunto de sensores que capturan parámetros biométricos. Dichos datos son transmitidos automáticamente al Centro de Tele Monitoreo de AccuHealth, donde sus propios profesionales de la salud analizan estos datos, transmitiéndolos posteriormente al equipo médico tratante del paciente [2].

Con las mejoras en los sistemas de salud, la esperanza de vida de las personas ha ido en aumento, lo cual implica que, teniendo una tasa de natalidad aproximadamente constante, el sistema de salud se verá sobrepasado en términos de capacidad de atención, como se ve hoy en día. Esto lleva a la siguiente pregunta: ¿Cómo se atiende a un número creciente de individuos teniendo condiciones médicas complejas? [3]

La respuesta es para nada trivial y toma en cuenta muchas variables, como cambios drásticos al sistema de salud [3]. Aun así se puede cambiar las variables físicas en cuestión, integrando tecnología en la toma de datos, mejorando los diagnósticos y el monitoreo y maximizando la independencia de los individuos, facilitando el trabajo del personal de salud acotado y liberando recursos.

El siguiente paso en la evolución de la telemedicina en Chile es la implementación de un sistema cómodo, que no se sienta y que transmita de manera eficiente los datos recopilados, utilizando componentes que siga el estado del arte, utilizando las herramientas de transmisión de información inalámbrica disponibles.

Concepto de monitoreo remoto

En la actualidad, las capacidades de sensores portátiles (*wearable*) incluyen sensores bioquímicos y fisiológicos, así como también sensores de movimiento, con los cuales se puede obtener una representación fidedigna de las señales necesarias para el monitoreo, tratamiento constante y diagnóstico del paciente. En la Figura 1 se muestra una representación conceptual de un sistema de monitoreo remoto.

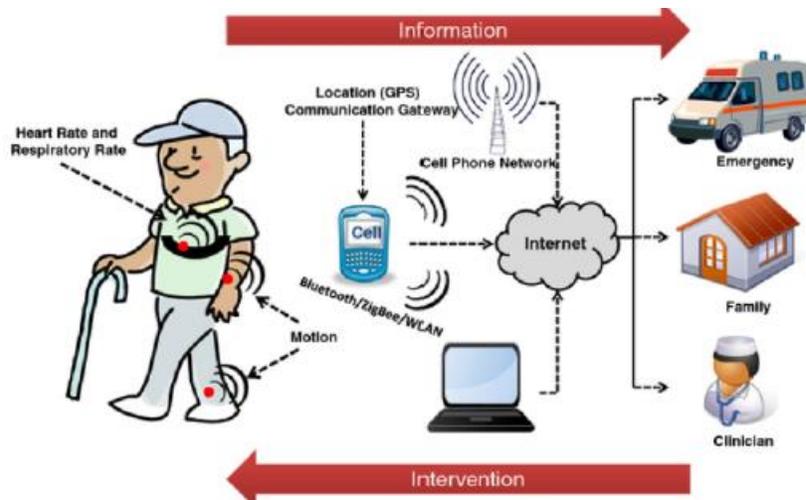


Figura 1: Conceptualización de sistema de monitoreo remoto

Electrodos de hilo de nylon revestido en plata (Silver plated nylon yarn)

Se han obtenido resultados satisfactorios en la medición de electrocardiograma (ECG), electromiograma (EMG), humedad y frecuencia respiratoria mediante electrodos textiles compuestos por hilo conductor de distintos materiales: 80% de poliéster y 20% de fibras de acero inoxidable (Bekintex), hilo multifilamento de acero (Bekinox) y multifilamentos revestidos de plata con un centro de poliamida [4], los que fueron probados para ver su elasticidad y comodidad en los mismos patrones de tejido. De dicho estudio se desprende que el mejor candidato es el electrodo compuesto por multifilamentos de poliamida revestidos de plata (menos de 10 nm), o *silver plated nylon multifilament yarn*, el cual presenta el menor valor de resistencia eléctrica, manteniéndose casi constante durante la prueba de estrés.

Se observa que es necesario tener una estructura de la prenda que asegure un contacto óptimo con la piel, manteniendo la posición del electrodo. Para esto, se debe maximizar la superficie de contacto, creando una pequeña

protuberancia entre el electrodo y la prenda, así como también usar prendas elásticas.

El problema con los electrodos de hilo de poliamida recubierto con plata es que, si bien su conductividad no varía al someterlos bajo estrés, son rígidos e hidrofóbicos. Es necesario, fuera de lo descrito anteriormente, una pasta o solución electrolítica para estabilizar el contacto con la piel.

PEDOT:PSS

Como solución a lo expuesto con anterioridad, se propone trabajar con electrodos compuestos por una tela distinta, denominada PEDOT:PSS por su composición química, la cual es hidrofílica, bio compatible y de un material suave. En la Figura 2 se aprecia una comparación entre el *silver plated nylon yarn* y el PEDOT:PSS, mostrando la absorción de agua de cada uno.

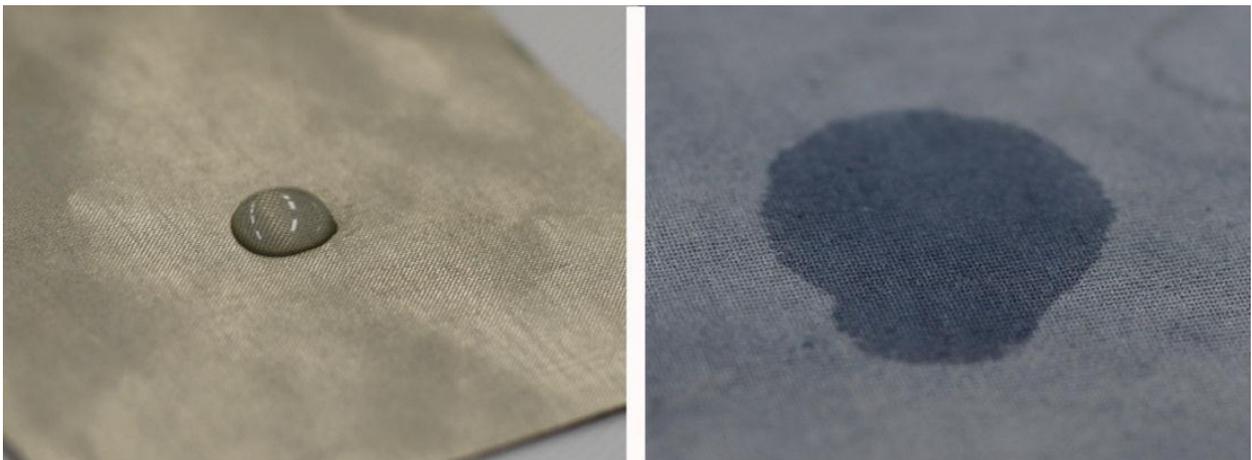


Figura 2: Hidrofobia de silver plated nylon cloth vs hidrofilia de PEDOT:PSS

Como datos concluyentes a favor de la utilización de los electrodos PEDOT:PSS, se tiene que éstos no han causado efectos adversos en la piel de los 22 voluntarios en que los probaron, el material tiene una resistencia de 0.1 a 2 k Ω /cm y la impedancia conjunta de los electrodos y la piel es de 28 a 130 k Ω . También se tiene como punto positivo el hecho de que la tela es hidrofílica, absorbiendo la humedad de la piel, lo cual mantiene un nivel apropiado de humedad para una mejor calidad en las señales registradas, y se puede monitorear ECG de manera continua sin tener que usar pasta electrolítica o gel [5].

Estado del arte

En las siguientes sub secciones se exponen temas de detección y envío remoto de señales y de estudios con electrodos basados en PEDOT:PSS, mostrando el estado del arte respecto a ambos temas.

Electrocardiograma remoto

En un estudio realizado por Youngsung Kim e Il-yeon Cho, se presenta el diseño y desarrollo de un sistema de monitoreo remoto de electrocardiograma en prendas, el cual tiene integrado electrocardiograma (ECG), fotopletismografía (PPG), temperatura y aceleración. En este sistema, se diseña un sistema no invasivo de telemedicina basado en WBAN (*wireless body area network*) para una amplia cobertura con una necesidad de batería mínima para soportar la transmisión RF. Se utiliza un módulo Zigbee para la comunicación entre la prenda y el sistema móvil personalizado.[6]

En un estudio más reciente se describen los pasos a tomar para el diseño y desarrollo de un prototipo modular de sistema de monitoreo de bajo costo. Este sistema apunta a ofrecer un soporte móvil para facilitar intervenciones médicas mejores y más rápidas en casos de emergencia. Ha sido desarrollado utilizando arreglos de sensores de bajo consumo dedicados para electrocardiograma, saturación de oxígeno, temperatura y movimiento conectados a un dispositivo tipo Gateway, implementado en una placa Raspberry PI B+. Las interfaces para estos sensores han sido desarrolladas de acuerdo al modelo IoT: una unidad de control central expone una interfaz web basada en RESTful que asegura un comportamiento neutro respecto a las plataformas y provee un mecanismo flexible para la integración de nuevos componentes. [7]

Estudios con PEDOT:PSS

Existen diversos estudios respecto a la utilización del material PEDOT:PSS como electrodo desde una forma de imprimir electrodos con este material a una forma más convencional de elaboración de electrodos, con el fin de probar este material.

La impresión con tinta es un método viable para la elaboración de bajo costo de sensores flexibles. Se estudian técnicas para imprimir tiras de PEDOT:PSS utilizando una impresora de tinta de bajo costo sobre sustratos de poliamida.

Se prueban distintas geometrías de impresión del material y evalúan la variabilidad del proceso de fabricación. Un punto favorable de la impresión es la elección de las dimensiones del electrodo. Sus mediciones entregan que las tiras impresas en poliamida muestran una conductividad de 115 S/cm, la cual crece linealmente con el grosor de la tira. La variabilidad máxima es de 13%. El análisis de muestra una impedancia puramente resistiva en el rango de frecuencia investigado (100 Hz – 100 kHz). Más aún, las tiras dobladas hasta 1000 veces muestran una variación de resistencia menor al 6%. [8]

El objetivo del segundo estudio revisado es la evaluación de un nuevo tipo de electrodo textil basado en telas tratadas con PEDOT:PSS, mediante un proceso de fabricación sencillo, probando estos electrodos para mediciones de biopotencial. Se fabrican electrodos basados en el remojo de una tela en PEDOT:PSS usando un segundo dopante, apretando y recociendo. Los electrodos son probados en voluntarios humanos, en términos de impedancia del contacto con la piel y de la calidad de las señales de electrocardiograma obtenidas en descanso y durante actividad física. Los resultados obtenidos indican que los electrodos pueden operar tanto en condiciones húmedas como secas. Los electrodos secos son más propensos al ruido, en especial durante la actividad física, principalmente debido al contacto inestable entre el electrodo y la piel. Los electrodos mojados presentan un comportamiento estable y reproducible, comparable o mejor que los electrodos con gel desechables de Ag/AgCl.[9]

Los estudios respecto al material PEDOT:PSS son significativos ya que es un hito importante en el monitoreo en prendas, dado que presenta un proceso de fabricación sencillo y reproducible, un muy buen rendimiento en condiciones secas y húmedas y un nivel de comodidad superior respecto a los electrodos textiles propuestos hasta el momento.

DetECCIÓN DE SEÑALES

Para poder detectar las señales en cuestión, es necesario ver la mejor manera de obtenerlas. La señal analizada en este trabajo es el electrocardiograma, pero también se estudia las señales de temperatura y saturación de oxígeno, dando un indicio de las señales que se desea integrar a futuro al sistema a diseñar.

Electrocardiograma (ECG)

El electrocardiograma es el registro de la actividad eléctrica generada por el corazón en la superficie del cuerpo. Originalmente, fue observado por Waller en 1889, el cual usó a su perro como la fuente de la señal y un electrómetro capilar como el dispositivo de registro. Más tarde, en 1903, Einthoven refinó esta tecnología utilizando un galvanómetro de cuerda como dispositivo de grabación y pacientes humanos con una variedad de problemas cardíacos [10].

Según Einthoven, para medir una onda de ECG, se debe obtener una diferencia entre dos puntos del cuerpo. Se refiere a cada diferencia obtenida como una "derivación". Definió tres derivaciones enumeradas con los números romanos I, II y III, definidas de la siguiente manera:

$$I = V_{LA} - V_{RA} \quad (1)$$

$$II = V_{LL} - V_{RA} \quad (2)$$

$$III = V_{LL} - V_{LA} \quad (3)$$

Donde *RA* es el brazo derecho; *LA* el brazo izquierdo; y *LL* la pierna izquierda. Dado que el cuerpo se toma como puramente resistivo a frecuencias de ECG, las extremidades son consideradas como cables que salen del torso, por lo cual la derivación I puede ser registrada desde los hombros respectivos sin una pérdida de información cardíaca. Las derivaciones no son independientes, y siguen la relación $II = I + III$ [10].

Treinta años más tarde, F.N. Wilson creó un punto de referencia, juntando las tres extremidades y promediando sus potenciales, para que cada sitio de registro en la superficie de las extremidades o el pecho fuese registrado diferencialmente con el mismo punto de referencia. Esta nueva manera de registrar las señales llevó a lo que conocemos hoy como un ECG: 12 derivaciones compuestas por las 3 derivaciones de las extremidades, 3 derivaciones en las cuales los potenciales de las extremidades son referenciados a un terminal de Wilson modificado, y 6 derivaciones colocadas a través del pecho, también referenciadas al terminal de Wilson.

A pesar de que el ECG de 12 derivaciones es considerado el estándar histórico, basado en la colección de datos empíricos de 90 años, tiene un grado de redundancia intrínseca y no es óptimo para todos los eventos cardíacos. La redundancia es tal que se puede registrar un ECG exitosamente con tan solo dos derivaciones.

Como prueba de lo anteriormente mencionado, la Figura 3 muestra un registro de ECG obtenido de la derivación II. Einthoven etiquetó las ondas de dicho registro utilizando las letras de P a U, para evitar conflictos con otras señales fisiológicas que estaban siendo analizadas en ese período.

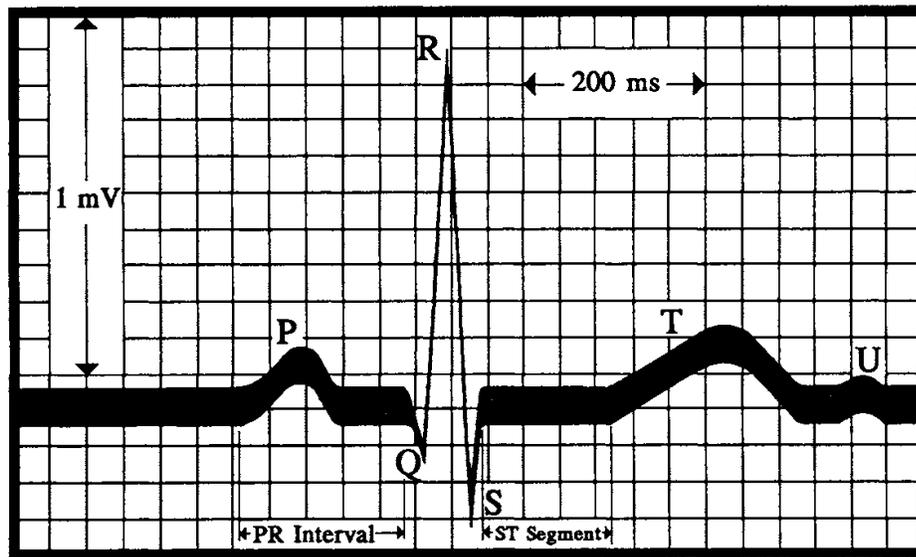


Figura 3: Registro de ECG con derivación II

Las señales del ECG tienen una amplitud que está en el rango de ± 2 mV y el ancho de banda requerido para obtener un registro fidedigno tiene un rango de 0.05 a 150 Hz [10].

Tradicionalmente, se usa un arreglo de 12 electrodos para poder detectar la señal del electrocardiograma de manera robusta, pero dada la explosión de la telemedicina en la sociedad actual, y el hecho de que cada vez más se opta por un monitoreo personal, es necesario acotar dicha cantidad de electrodos. Aunque es posible obtener la señal de ECG de manera confiable usando pocas derivaciones, ésta nunca será igual de precisa que con el arreglo de 12 electrodos [11], pero considerando que uno de los objetivos principales de este proyecto es la comodidad del paciente y la simplificación, es necesario reducir la cantidad de sensores. Es por esta razón primordial que se elige el triángulo de Einthoven como una base para este trabajo, considerando las tres derivaciones explicadas anteriormente, colocando tres electrodos: uno en el

brazo izquierdo; uno en el brazo derecho y uno en la pierna derecha (tierra), midiendo la señal de la derivación I.

Si bien se conoce el rango de frecuencia para obtener el ECG, es necesario saber los valores máximo y mínimo de frecuencia cardiaca en infantes, para poder corroborar los valores mencionados anteriormente y fijar el marco para poder encontrar los filtros que se aplicarán en la etapa de amplificación y filtrado. El trabajo se centra en la detección de señales en infantes, por lo que se tiene la siguiente tabla de frecuencia respiratoria y frecuencia cardiaca en niños [12]:

Edad (años)	Frecuencia Respiratoria (respiraciones/min)	Frecuencia Cardiaca (latidos/min)
<1	30-60	100-160
1-2	24-40	90-150
2-5	22-34	80-140
6-12	18-30	70-120
>12	12-16	60-100

Tabla 1: Frecuencia respiratoria y cardiaca por edad.

Como se puede apreciar, el rango de frecuencia cardiaca varía desde los 60 latidos por minuto a los 160 latidos por minuto, sugiriendo un rango de frecuencia de 1 a 2.7 Hz.

Como el rango de frecuencia obtenido se encuentra dentro del rango de 0.05 a 150 Hz, se debe diseñar filtros que corten en este rango, teniendo el cuidado de que no alteren las observaciones de las señales con frecuencias de 1 a 2.7 Hz en particular.

Temperatura

Existen distintos tipos de sensores de temperatura, pero hay tres que son bastante utilizados para problemas biomédicos, los cuales son: termómetros; termistores; y, termocuplas [10].

1. Termómetros

Para medición de señales biomédicas es común utilizar termómetros de resistencia metálica, dado que la resistencia de un metal o cable aumenta cuando aumenta la temperatura de dicho material. Una aproximación lineal de esta relación es:

$$R = R_0[1 + \alpha(T - T_0)] \quad (4)$$

Donde R_0 es la resistencia del material a una temperatura T_0 , α es el coeficiente de temperatura de la resistencia y T es la temperatura a la cual se está midiendo la resistencia. Se prefieren metales nobles para termómetros de resistencia, ya que no se corroen fácilmente y, al hacer cables finos con ellos, su sección transversal se mantiene constante, lo cual es favorable ya que se evita un cambio de resistencia con el tiempo, lo que implica que son sensores más estables. La siguiente tabla muestra el coeficiente de resistividad de distintos metales.

Metal or Alloy	Resistivity at 20°C microhm-cm	Temperature Coefficient of Resistance, %/°C
Platinum	9.83	0.3
Gold	2.22	0.368
Silver	1.629	0.38
Copper	1.724	0.393
Constantan (60% Cu, 40% Ni)	49.0	0.0002
Nichrome (80% Ni, 20% Cr)	108.0	0.013

Tabla 2: Coeficiente de temperatura de resistencia para metales y aleaciones comunes

En general, estos sensores son fabricados a partir de un cable aislado de sección transversal pequeña, el cual es enrollado en forma de bobina. También se puede utilizar películas metálicas, dado que los circuitos utilizados con ambos sensores son similares.

2. Termistores

A diferencia de los metales, los materiales semiconductores tienen una relación inversa entre resistencia y temperatura, la cual es no lineal. La

resistencia de un termistor como función de la temperatura está dada por la ecuación 5:

$$R = R_0 e^{\beta \left[\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right]} \quad (5)$$

Donde β es una constante determinada por los materiales de los cuales está compuesto el termistor, R_0 es la resistencia inicial, T_0 es la temperatura inicial y T es la temperatura medida.

3. Termocuplas

Las termocuplas son dos cables de materiales distintos, conectados como se muestra en la Figura 3, los cuales, mediante el efecto de Seebeck, pueden medir diferencias de potencial proporcionales a su diferencia de temperatura. El efecto de Seebeck ocurre cuando dos regiones distintas de un conductor o semiconductor eléctrico están a distintas temperaturas, los cuales generan un potencial eléctrico directamente relacionado con dicha diferencia.

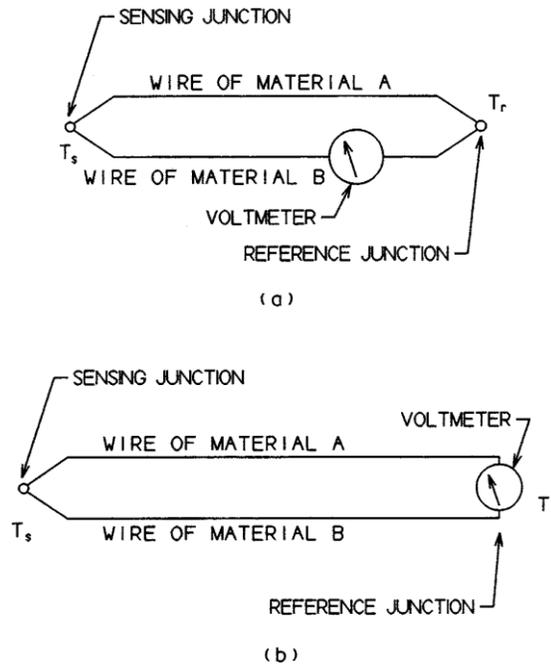


Figura 4: Arreglo de circuito para una termocupla, mostrando al voltímetro interrumpiendo uno de los cables de la termocupla (a) y en el punto de juntura de referencia (b).

La diferencia de temperatura es proporcional al voltaje medido, siguiendo la ecuación 6:

$$V = S_{AB}(T_s - T_r) \quad (6)$$

Donde S_{AB} es el coeficiente de Seebeck entre A y B, T_s es la temperatura en la junta de medida y T_r es la temperatura en la junta de referencia.

Oximetría

La oximetría es la medición colorimétrica del grado de saturación de oxígeno, la cual se define como la cantidad relativa de oxígeno transportado por la hemoglobina en los eritrocitos, y se logra ver mediante la grabación de la variación en el color de la desoxihemoglobina (*Hb*) y de la oxihemoglobina (*HbO₂*) [10].

La saturación de oxígeno es un parámetro fisiológico muy importante, ya que ayuda a determinar la capacidad del organismo para responder a los requerimientos de oxígeno de los distintos órganos. Esto último ayuda a determinar los límites de la actividad física tolerable sin incurrir en un riesgo a la salud o en una terapia de oxígeno [13].

La forma clásica de medir la saturación de oxígeno es analizar una muestra de sangre con un analizador de gas en la sangre. Este método es demasiado invasivo, por lo que Aoyagi, en el año 1974, desarrolló un método de detección conocido como el oxímetro, el cual es el método comúnmente utilizado hoy en día para la obtención de la saturación de oxígeno.

Durante la historia se ha desarrollado varios métodos para la medición de la saturación de oxígeno, todas basadas en la transmisión de luz a través de, o reflejada de, los tejidos y la sangre. Esta medición se realiza a dos longitudes de onda específicas: λ_1 , donde existe una gran diferencia de absorción de luz entre *Hb* y *HbO₂* (por ejemplo, la luz roja; con una longitud de onda de 660 nm), y λ_2 , que puede ser una longitud de onda donde la absorción de luz es independiente de la oxigenación, o una longitud de onda diferente en la región infrarroja (>805 nm), donde la absorción de *Hb* es levemente menor a la de *HbO₂*.

Al suponer que la muestra de sangre consiste en una mezcla homogénea de dos componentes compuesta por *Hb* y *HbO₂*, y que su absorción de luz es aditiva, se puede derivar una ecuación cuantitativa para obtener la saturación de oxígeno en la sangre:

$$\text{Saturación de oxígeno} = A - B[DO(\lambda_1)/DO(\lambda_2)] \quad (7)$$

Donde *A* y *B* son coeficientes obtenidos mediante las funciones de los coeficientes de absorción específicos de *Hb* y *HbO₂*, y *DO* es la absorción correspondiente (densidad óptica) de la sangre.

Oximetría de pulso no invasiva

En este proyecto se pretende integrar a la vestimenta el uso de un oxímetro de manera adicional a la medición de temperatura y ritmo cardiaco. La ventaja de esta técnica es la capacidad de proveer un monitoreo de oxígeno en la sangre continuo, seguro y efectivo sin necesidad de calibrar el instrumento antes de cada uso. La saturación de oxígeno es derivada mediante el análisis de los cambios temporales en la absorción, los cuales son causados por la variación de la sangre arterial a las mismas longitudes de onda del rojo e infrarrojo utilizadas en métodos convencionales invasivos [10].

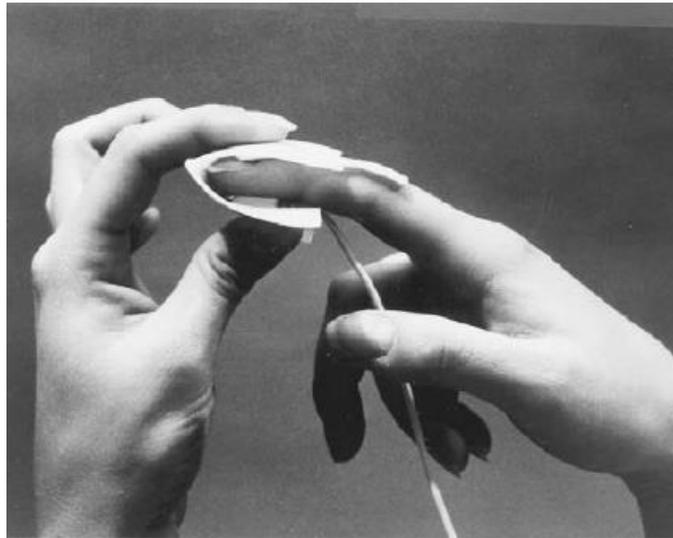


Figura 5: Medidor de saturación de oxígeno no invasivo desechable.

Los sensores de oximetría de pulso consisten en un par de LEDs, rojo e infrarrojo, y un fotodetector de silicio altamente sensible. Estos componentes son instalados dentro de un clip rígido con un resorte o una cinta adhesiva desechable (Figura 5). La mayoría de los sensores disponibles comercialmente son del tipo transmitancia, en los cuales la base arterial pulsátil, por ejemplo, los lóbulos de las orejas, o las puntas de los dedos u orfejos, es posicionada entre los LEDs y el fotodetector [10].

Amplificación

Para poder obtener una señal legible y utilizable, es necesario pasar por un proceso de amplificación y filtrado de la señal. Dado que la señal es del orden de los mili volts, se debe aplicar una amplificación, pero como se trata de amplificación de una diferencia de potencial biológica, es necesario tener un alto rechazo a la señal de modo común, lo cual no se puede lograr con amplificadores operacionales comunes y corrientes. Para ahondar en la explicación, primero es necesario indicar qué es un amplificador operacional y el rechazo a la señal de modo común.

Amplificador operacional

Un amplificador operacional es un dispositivo electrónico que amplifica el voltaje y que consta de entradas diferenciales, y usualmente, una única salida. Fue inventado por Karl D. Swartzel Jr., el op-amp es uno de los dispositivos electrónicos más utilizados hoy en día. Generalmente vienen empaquetados como componentes separados, pero también pueden ser usados como elementos de un circuito integrado más completo.

La Figura 6 muestra la configuración de un op-amp, con sus entradas, su alimentación (positiva y negativa) y su salida.

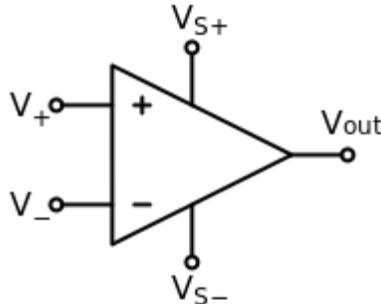


Figura 6: Configuración de un op-amp, mostrando sus entradas (V_+ y V_-), su alimentación positiva y negativa (V_{S+} y V_{S-}) y su salida (V_{out})

En el Anexo – A se puede consultar los módulos básicos con el op-amp como componente principal.

Para efectos del proyecto, se trabaja con op-amps LM358 para el filtrado de la señal y la amplificación posterior, dado que es uno de los más utilizados. Este op-amp tiene como indicación, para fuentes duales (voltaje positivo y negativo), poner un condensador de 10 nF entre las entradas de voltaje y tierra (uno de V_+ a tierra y otro de V_- a tierra), usando la entrada GND del op-amp como entrada de V_- . Para la pre amplificación de la señal se utiliza un amplificador de instrumentación, dado su alto rechazo a la señal de modo

común. Para mayor información sobre el op-amp LM358, consulte el *datasheet* incluido en el Anexo - B.

Rechazo a la señal de modo común (CMRR)

Siempre existe una componente de modo común entre las entradas de un amplificador. Este modo común es una ganancia intrínseca de la entrada del amplificador, la cual es típicamente mucho menor a la ganancia diferencial de éste. El rechazo a la señal de modo común es la medida de, como su nombre lo indica, el rechazo a este modo común, disminuyendo esta ganancia. Un amplificador ideal tendría un CMRR infinito, dejando sólo el componente de ganancia diferencial del amplificador en la salida.

Dado que en este proyecto se trabaja con señales biomédicas, se debe tener cuidado a la hora de amplificarlas, por lo cual es necesario implementar la amplificación con un alto CMRR. Es por esto que se debe desarrollar el diseño teniendo un amplificador de instrumentación en mente, porque sus componentes internos son de alta precisión, aumentando su rechazo al modo común y por ende, aumentando la limpieza de la señal.

Amplificador de instrumentación

Una etapa importante en todo amplificador de potencial biológico es el preamplificador de entrada, el cual contribuye de manera sustancial a la calidad total del sistema. La tarea principal del preamplificador es detectar el voltaje entre los dos electrodos, mientras se rechaza la señal de modo común. La impedancia de entrada es crucial para el rendimiento del amplificador, la cual debiera ser lo más alta posible. Es por esto último que no se puede diseñar dicho amplificador diferencial usando op-amps estándar, dado que éstos no proveen la impedancia de entrada necesaria (es demasiado baja). La solución general a este problema involucra seguidores de voltaje o amplificadores no inversores, para obtener impedancias de entrada altas, pero para esto es necesario tener resistencias demasiado precisas.

Sería necesario tener un arreglo de por lo menos 3 op-amps para lograr el CMRR esperado, pero hay una solución mejor. Las grandes empresas de electrónica, tales como Texas Instruments y Analog Devices, ya han desarrollado amplificadores de instrumentación, integrando los tres op-amps en uno, utilizando trabajo de precisión en cada componente. El amplificador que se utiliza en este trabajo es el AD620 de Analog Devices, dado su uso en la literatura y su simpleza al momento de implementarlo. El amplificador AD620 posee características de alta precisión, bajo ruido, baja corriente de entrada y bajo costo, por lo cual es bastante utilizado como un pre amplificador para instrumentos médicos. Tiene una ganancia ajustable de 1 a 1000 veces

aproximadamente, y se puede determinar cambiando sólo una resistencia (R_c), siguiendo la fórmula:

$$G = \frac{49.4 \text{ K}\Omega}{R_c + 1} \quad (8)$$

Antes de entrar al tema del filtrado, es imperativo detenerse en un punto clave: la alimentación del componente AD620. Éste componente requiere de una alimentación tanto positiva como negativa, lo cual implica entregar estos dos voltajes. Dado que el proyecto se enfoca en la comodidad del paciente, y en consecuencia en el tamaño del circuito, se debe encontrar una forma de invertir el voltaje de entrada entregado por la fuente (batería), lo que se logra con el conversor de voltaje LMC7660, el cual está diseñado específicamente para invertir voltajes desde 1.5 hasta 10 V. En el capítulo siguiente se muestra el circuito sugerido por el datasheet para invertir el voltaje. En el Anexo - B se puede ver el *datasheet* del amplificador AD620 y del conversor LMC7660, donde se detallan mejor sus características.

Diagrama de Bode

Un diagrama de Bode es un gráfico de la ganancia $|T(j\omega)|_{dB}$ y la fase $\theta(\omega)$ versus la frecuencia logarítmica, dado que la ganancia se expresa mayoritariamente en decibeles (dB), y está definida como:

$$|T(j\omega)|_{dB} = 20 \log_{10} |T(j\omega)| \quad (9)$$

El rango de frecuencias de interés es usualmente tan amplio que una escala lineal tiende a enmascarar características importantes para esta respuesta. Es por esta razón que los gráficos de respuesta en frecuencia casi siempre utilizan una escala logarítmica para la variable de frecuencia [14]. Como ejemplo se tiene la Figura 7, la cual muestra el diagrama de bode de un filtro pasa bajos de primer orden, que sigue la función de transferencia $T(j\omega) = \frac{2}{j\omega+1}$.

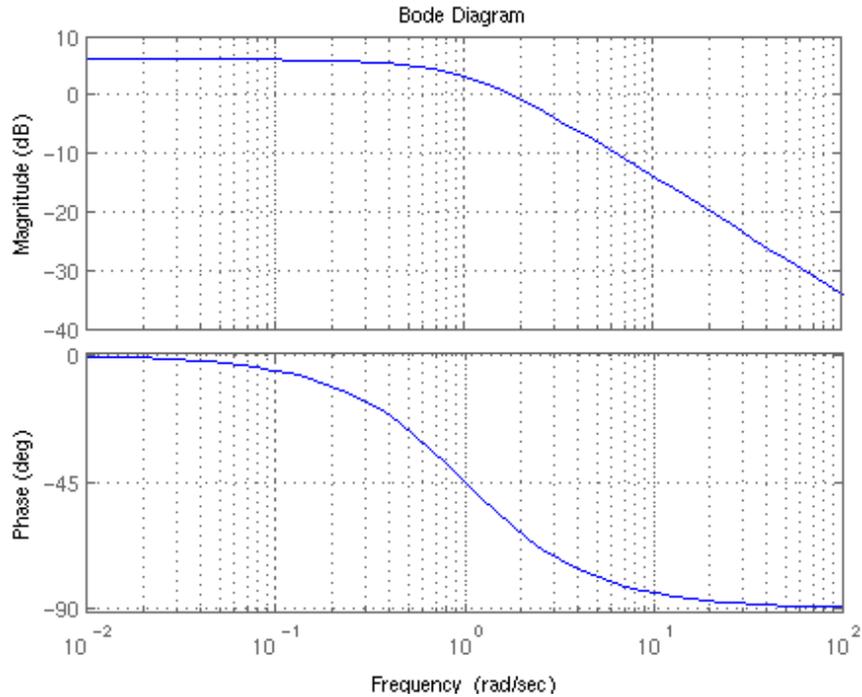


Figura 7: Diagrama de Bode de un filtro pasa bajos de primer orden. Se muestra la magnitud y la fase v/s la frecuencia en escala logarítmica.

Filtrado

Para hablar de filtrado primero es necesario definir lo que significa la respuesta en frecuencia y sus descriptores. Se sabe que la salida estacionaria sinusoidal de un circuito se encuentra evaluando la función de transferencia $T(s)$ en $s = j\omega$, donde ω es la frecuencia de la entrada sinusoidal. La función $T(j\omega)$ determina la amplitud y la fase de la salida, mediante la función de ganancia $|T(j\omega)|$ y la función de fase $\theta(\omega) = \angle T(j\omega)$, donde:

$$\text{Amplitud de salida} = |T(j\omega)| \times (\text{Amplitud de entrada}) \quad (10)$$

$$\text{Fase de salida} = \text{Fase de entrada} + \theta(\omega) \quad (11)$$

Las funciones de ganancia y fase dependen de la frecuencia, y juntas revelan la respuesta del circuito a entradas sinusoidales de distintas frecuencias. La relación en términos de frecuencia entre las entradas sinusoidales y las salidas estacionarias resultantes se denomina la respuesta en frecuencia del circuito [15].

Todos los filtros tienen una frecuencia de corte, la cual es definida por la frecuencia en la cual la amplitud de la señal decae en 3 dB o la frecuencia en la cual la amplitud es de 0.707, pero, dependiendo de la cantidad de etapas

del filtro y su complejidad, es posible que en la frecuencia de corte de interés se tenga una amplitud de -6 dB o menos respecto a la amplitud inicial. Se debe recordar esto para la elección de los filtros a implementar. También es necesario recordar la impedancia de los condensadores, las resistencias y las inductancias, para poder entender mejor las funciones de transferencia de cada filtro. La siguiente tabla indica dichas impedancias, así como también lo que ocurre con ellas cuando la frecuencia de la señal tiende a cero y a infinito [15].

Componente	Impedancia	
	$\omega = 0$	$\omega = \infty$
Resistencia $Z_R = R$	R	R
Condensador $Z_C = 1/j\omega C$	∞ Circuito abierto	0 Corto circuito
Inductancia $Z_L = j\omega L$	0 Corto circuito	∞ Circuito abierto

Tabla 3: Impedancia por componentes. Se ve el caso de frecuencia cero e infinita para una resistencia, un condensador y una inductancia.

Como se puede notar, al tener una frecuencia que tiende a cero, el condensador actúa como un circuito abierto, mientras que la inductancia actúa como un corto circuito, y viceversa para el caso en que la frecuencia tiende a infinito.

Para ver qué filtro utilizar es necesario conocer los tipos de filtros existentes, y dependiendo de la necesidad del proyecto, se elegirá los que sean más útiles. Existen dos grandes grupos: los filtros activos y los pasivos. A continuación se entrega una descripción de ambos. En el capítulo siguiente se dará a conocer los tipos de filtros escogidos dependiendo de los parámetros de diseño requeridos por el proyecto.

Filtros pasivos

Los filtros pasivos son aquellos que no requieren de una alimentación externa (no poseen elementos activos), y que por ende son compuestos sólo por elementos pasivos como resistencias, condensadores e inductancias. En general, los filtros de primer orden contienen una resistencia y un condensador en distintas configuraciones, obteniendo una función de transferencia diferente para cada tipo de filtro. Siguen las mismas funciones de transferencia vistas para los filtros pasa altos y pasa bajos, pero su configuración física es distinta.

La ventaja notoria de estos tipos de filtros es su espacio reducido, pudiendo hacer el circuito mucho más pequeño, pero su desventaja es que no se puede ajustar la ganancia de la señal, dejando la banda de paso en una ganancia de 1 y disminuyendo la ganancia a medida que varíe la frecuencia. La mayor desventaja de estos circuitos es que, dado que son con componentes pasivos, solo consumen energía, mientras que los filtros activos tienen su propia fuente de energía, pudiendo amplificar la señal.

Otro problema de estos filtros es que la disminución de la ganancia es de 20 dB/década, lo cual implica que siguen pasando ciertas frecuencias no deseadas. Si se desea una caída mayor, se debe poner varios filtros en serie, lo cual consume demasiada energía en comparación con los filtros activos. La representación física del circuito de filtro pasa bajos pasivo se puede ver en la Figura 8.

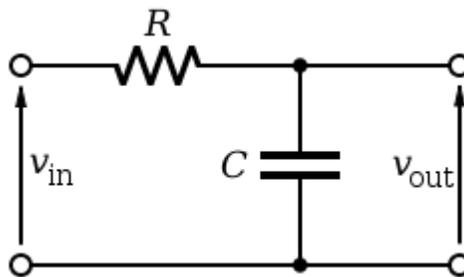


Figura 8: Filtro pasa bajos pasivo de primer orden.

La frecuencia de corte de estos filtros está dada por la ecuación (12).

$$f_c = 1/2\pi RC \quad (12)$$

En radianes por segundo: $\omega_c = 1/RC$, donde R es el valor de la resistencia en Ω y C es el valor del condensador en faradios.

Para el filtro pasa altos solo basta cambiar la resistencia y el condensador de posición, manteniendo la frecuencia de corte.

Filtros activos

Los filtros activos son aquellos que poseen algún elemento activo, y por lo tanto requieren de una alimentación externa para funcionar. Generalmente están compuestos por uno o más op-amps y elementos pasivos, como resistencias, condensadores e inductancias. También siguen las funciones de transferencia vistas anteriormente.

La gran ventaja de estos circuitos es que se puede aumentar la ganancia de la señal, amplificando las frecuencias deseadas, pero con la desventaja de que es necesario agregar una alimentación y ocupan un mayor espacio físico. Se puede ver un ejemplo de un filtro pasa bajos activo en la Figura 9.

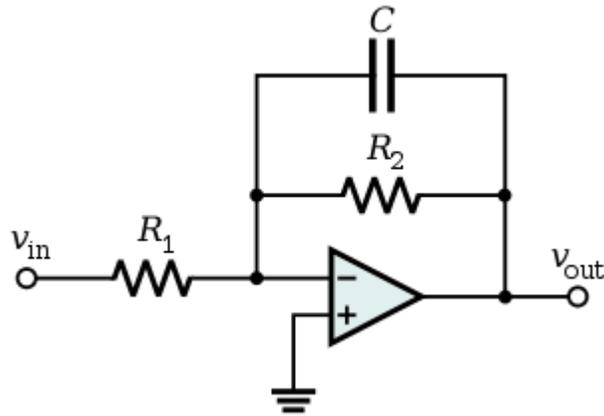


Figura 9: Filtro pasa bajos activo de primer orden.

La frecuencia de corte de estos filtros está dada por la ecuación (13), Con lo cual se puede ver que el condensador y la resistencia que cierran el lazo de retroalimentación tienen una frecuencia de corte similar a la indicada en la ecuación (12).

$$f_c = 1/2\pi R_2 C \quad (13)$$

En radianes por segundo: $\omega_c = 1/R_2 C$

Los filtros más comunes son, como ya se mostró anteriormente, los pasa altos, pasa bajos, además de los pasa banda o rechaza banda/notch.

Para entender los filtros más complejos es imperativo analizar las configuraciones más sencillas posibles, para poder ver los efectos de cada componente en la salida. Es por esto que se presenta inicialmente las configuraciones para filtros de primer orden.

Filtro pasa altos de primer orden

Un filtro pasa altos, como su nombre lo indica, deja pasar las frecuencias altas y rechaza las frecuencias bajas. Su función de transferencia sigue la ecuación (14).

$$T(s) = \frac{Ks}{s + \alpha} \quad (14)$$

Donde K es la ganancia del circuito y α es la frecuencia de corte.

Las figuras Figura 10 y Figura 11 muestran la configuración de un filtro pasa altos pasivo de primer orden y uno activo de primer orden.

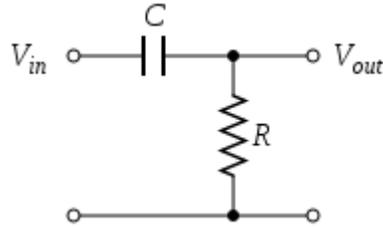


Figura 10: Filtro pasa altos pasivo de primer orden.

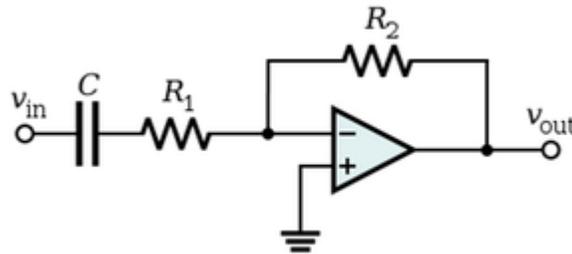


Figura 11: Filtro pasa altos activo de primer orden.

De la imagen se puede desprender que la ganancia del circuito activo sigue la ecuación (15), teniendo un carácter inversor.

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

La respuesta en frecuencia del filtro pasa altos de primer orden se puede ver en el siguiente diagrama de Bode, donde se nota que la banda de paso está a la derecha de la frecuencia de corte y se anula las frecuencias menores a ésta, a una tasa de 20 dB/década.

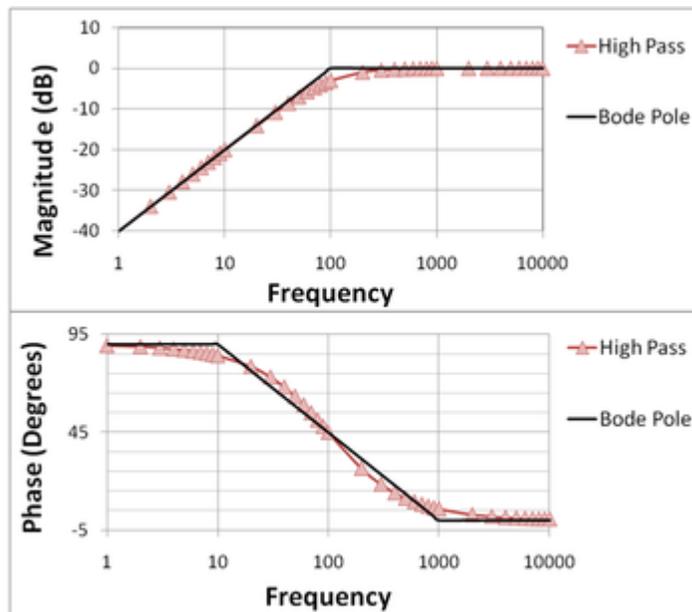


Figura 12: Diagrama de Bode para un filtro pasa altos de primer orden, las aproximaciones rectas se denominan "Bode pole" o "polo de Bode".

Filtro pasa bajos de primer orden

Un filtro pasa bajos deja pasar las frecuencias bajas y rechaza las frecuencias altas. La ecuación (16) muestra su función de transferencia.

$$T(s) = \frac{K}{s + \alpha} \quad (16)$$

Siendo K la ganancia del circuito y α la frecuencia de corte.

En la Figura 8 y Figura 9 se puede ver los circuitos para un filtro pasa bajos de primer orden pasivo y activo, respectivamente, mientras que la Figura 7 muestra el diagrama de Bode para un filtro pasa bajos de primer orden.

Filtro pasa banda

Un filtro pasa banda es aquel que deja pasar las frecuencias dentro de una banda definida. Está compuesto por un filtro pasa altos y un filtro pasa bajos en serie. El orden no altera el producto, ya que las funciones de transferencia de ambos circuitos se multiplican, manteniendo las propiedades de dicha operación, en especial la conmutatividad. Esto indica que habría una banda de rechazo inicial desde cero hasta la frecuencia de corte del filtro pasa altos, seguida de la banda que deja pasar hasta encontrar la frecuencia de corte del

filtro pasa bajos, desde donde empieza a descender la ganancia de las frecuencias siguientes, entrando nuevamente en una banda de rechazo.

La Figura 13 muestra la ganancia v/s la frecuencia de un filtro pasa banda.

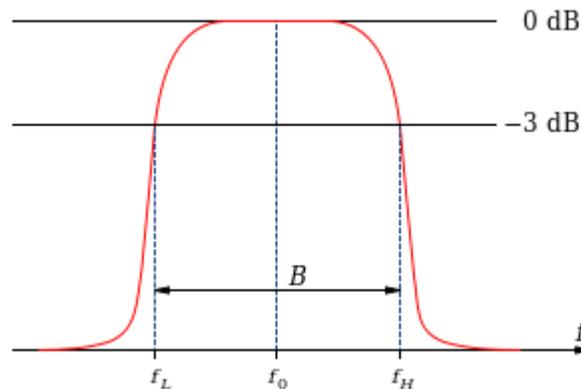


Figura 13: Ganancia de un filtro pasa banda, el cual muestra las frecuencias de corte pasa bajos y pasa altos.

Filtro notch o rechaza banda

Un filtro notch es el que combina filtros pasa bajos y pasa altos en paralelo para lograr eliminar una banda o frecuencia en particular. Esto implica que existiría inicialmente una banda de paso desde cero hasta la primera frecuencia de corte (del filtro pasa bajos), seguida de una banda de rechazo desde la frecuencia de corte del pasa bajos hasta la del pasa altos, y luego una banda de paso desde la frecuencia de corte del pasa altos hasta el infinito.

Dependiendo del factor de calidad del filtro, se puede llegar a rechazar hasta una frecuencia, y es utilizado comúnmente para rechazar las frecuencias filtradas de la red eléctrica, de 60 Hz o 50 Hz.

En la Figura 14 se muestra el diagrama de Bode de un filtro rechaza banda pasivo.

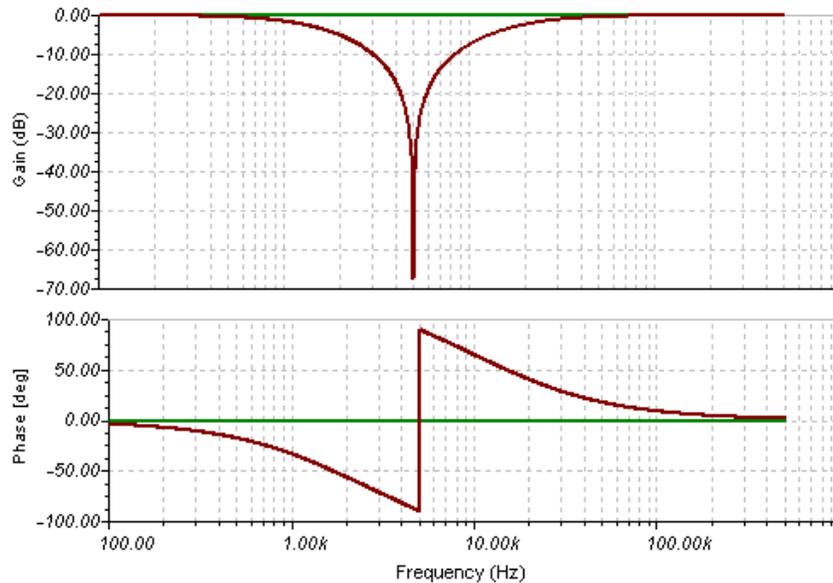


Figura 14: Diagrama de Bode de un filtro notch centrado en 5 kHz.

Factor de calidad

El factor de calidad Q es un parámetro de diseño equivalente al orden del filtro. En vez de diseñar un filtro pasa bajos Chebyshev de orden n , el problema puede ser expresado como el diseño de un filtro pasa bajos Chebyshev con un cierto Q [16].

Para filtros pasa banda, Q está definido como la razón entre la frecuencia media f_m , y el ancho de banda en los dos puntos en -3 dB:

$$Q = \frac{f_m}{(f_2 - f_1)} \quad (17)$$

Para filtros pasa bajos y pasa altos, Q representa la calidad del polo, y está definido como:

$$Q = \frac{\sqrt{b_i}}{a_i} \quad (18)$$

Donde a_i y b_i son los coeficientes del filtro, los cuales definen las ubicaciones de los polos complejos, determinando el comportamiento de su función de transferencia. Como ejemplo se tiene la ecuación (19), en la cual se ve la función de transferencia estándar de un filtro pasa bajos.

$$A(s) = \frac{A_0}{(1 + a_1s + b_1s^2)(1 + a_2s + b_2s^2) \dots (1 + a_ns + b_ns^2)} \quad (19)$$

$$= \frac{A_0}{\prod_i (1 + a_is + b_is^2)}$$

Donde A_0 es la ganancia de la banda de paso en DC.

Topología

Existen dos grandes grupos respecto a la topología de filtros activos: Sallen-Key y Multiple Feedback. A continuación se entrega un resumen de ambas topologías.

1. Sallen-Key

Es una configuración de circuitos de filtros inicialmente descrita por R. P. Sallen y E. L. Key en 1955, la cual puede ser descrita cualitativamente en referencia a la Figura 15:

- En bajas frecuencias, donde C1 y C2 son circuitos abiertos, la señal es regulada hacia la salida.
- En frecuencias altas, donde C1 y C2 son cortocircuitos, la señal es enviada a tierra en la entrada del amplificador, el amplificador amplifica esta entrada a la salida, y la señal no aparece en V_0 .
- Cerca de la frecuencia de corte, donde la impedancia de C1 y C2 son del mismo orden que R1 y R2, el feedback positivo a través de C2 provee una mejora del Q de la señal. [14]

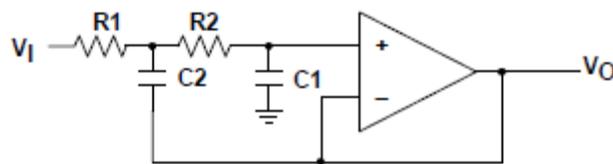


Figura 15: Configuración Sallen-Key de filtro pasa bajos con ganancia unitaria.

El circuito mostrado en la Figura 16 es una forma generalizada del circuito Sallen-Key, donde se utiliza términos generales de impedancia, Z , para los componentes pasivos del filtro, y R3 y R4 ajustan la ganancia de la banda de paso.

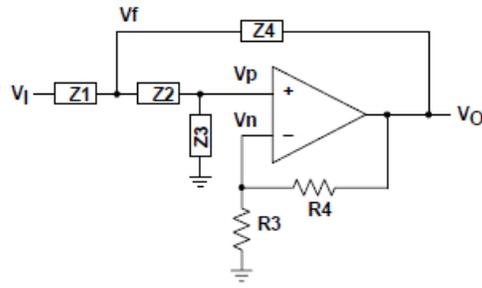


Figura 16: Circuito Sallen-Key generalizado.

Para encontrar la solución de este circuito generalizado, se debe encontrar las relaciones matemáticas entre V_I , V_O , V_p y V_n , y construir un diagrama de bloques.

Usando la ley de Kirchoff en V_f :

$$V_f \left(\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_4} \right) = V_I \left(\frac{1}{Z_1} \right) + V_p \left(\frac{1}{Z_2} \right) + V_O \left(\frac{1}{Z_4} \right) \quad (20)$$

Y en V_p :

$$V_p \left(\frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3} \right) = V_f \left(\frac{1}{Z_2} \right) \Rightarrow V_f = V_p \left(1 + \frac{Z_2}{Z_3} \right) \quad (21)$$

Sustituyendo la ecuación (21) en la ecuación (20) y despejando V_p se tiene:

$$V_p = V_I \left(\frac{Z_2 Z_3 Z_4}{Z_2 Z_3 Z_4 + Z_1 Z_2 Z_4 + Z_1 Z_2 Z_3 + Z_2 Z_2 Z_4 + Z_2 Z_2 Z_1} \right) + V_O \left(\frac{Z_1 Z_2 Z_3}{Z_2 Z_3 Z_4 + Z_1 Z_2 Z_4 + Z_1 Z_2 Z_3 + Z_2 Z_2 Z_4 + Z_2 Z_2 Z_1} \right) \quad (22)$$

KCL en V_n :

$$V_n \left(\frac{1}{R3} + \frac{1}{R4} \right) = V_o \left(\frac{1}{R4} \right) \Rightarrow V_n = V_o \left(\frac{R3}{R3 + R4} \right) \quad (23)$$

Con las ecuaciones anteriormente descritas se tiene una idea generalizada de las relaciones entre componentes y cómo afectan a los voltajes medidos en distintos puntos del circuito.

Existen distintas formas de simplificar la búsqueda de componentes, ya sea definiendo los componentes con razones entre ellos ($R_1 = mR$, $R_2 = R$), definiendo los componentes con razones entre ellos y una ganancia de 1, definiendo las resistencias siguiendo una razón y los condensadores iguales, o definiendo los componentes iguales.

2. Multiple Feedback

El filtro multiple feedback utiliza un op-amp en configuración de integrador (véase Anexo-A, Integrador), por ende, la dependencia de la función de transferencia en los parámetros del op-amp son mayores que en la topología Sallen-Key.

Es difícil generar secciones de un Q y una frecuencia altos, debido a las limitaciones de ganancia de lazo abierto del op-amp. Una buena regla es que la ganancia de lazo abierto del op-amp debe ser por lo menos 20 dB (x10) mayor que la respuesta en amplitud de la frecuencia de corte, incluyendo el *peak* causado por el Q del filtro. La razón máximo-mínimo de componentes es mayor en el caso de multiple feedback que en el de Sallen-Key [17]. La Figura 17 muestra un filtro pasa bajos con configuración multiple feedback.

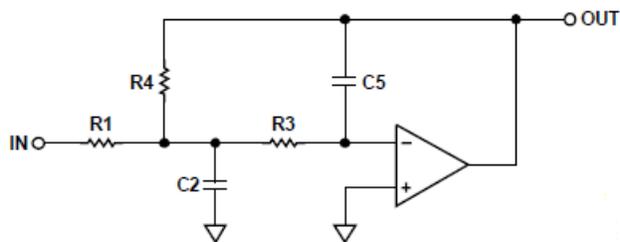


Figura 17: Filtro pasa bajos con configuración Multiple Feedback.

Para obtener la configuración de filtro pasa altos, solo se debe cambiar los condensadores y las resistencias de lugar. Estos circuitos son ampliamente utilizados para aplicaciones con un Q bajo (<20) [17].

Tipos

Existe una gran variedad de tipos, pero los filtros más comunes en la literatura son los Butterworth y Chebyshev. A continuación se entrega un breve resumen de ambos:

1. Butterworth

El filtro Butterworth fue descrito por primera vez por el ingeniero y físico Stephen Butterworth en su paper titulado "On the Theory of Filter Amplifiers". Es un filtro analógico diseñado para tener una respuesta en frecuencia lo más plana posible en la banda de paso. La Figura 18 indica la respuesta en frecuencia obtenida por Butterworth [18].

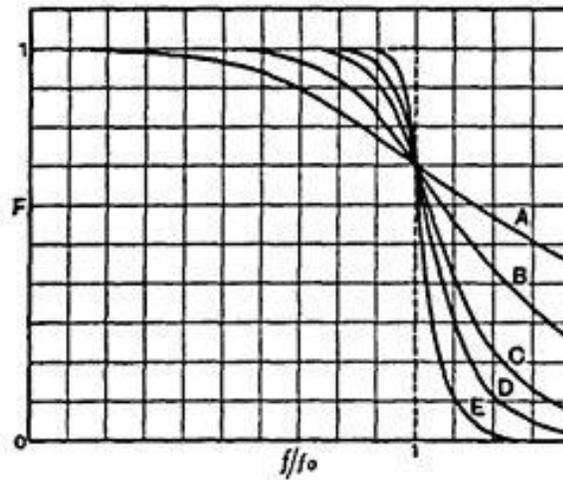


Fig. 3.

Figura 18: Respuesta en frecuencia de un filtro pasa bajos Butterworth.

La función de transferencia de un filtro pasa bajos Butterworth de orden n se describe de la forma:

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{G_0^2}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2n}} \quad (24)$$

Donde n es el orden del filtro, ω_c es la frecuencia de corte y G_0 es la ganancia en DC.

2. Chebyshev

Los filtros Chebyshev son filtros análogos o digitales que presentan una mayor caída a la banda de rechazo, pero con un mayor rizado que los filtros Butterworth en la banda de paso (tipo I), del cual se muestra la respuesta en frecuencia en la Figura 19, o en la banda de rechazo (tipo II), del cual se muestra su respuesta en frecuencia en la Figura 20.

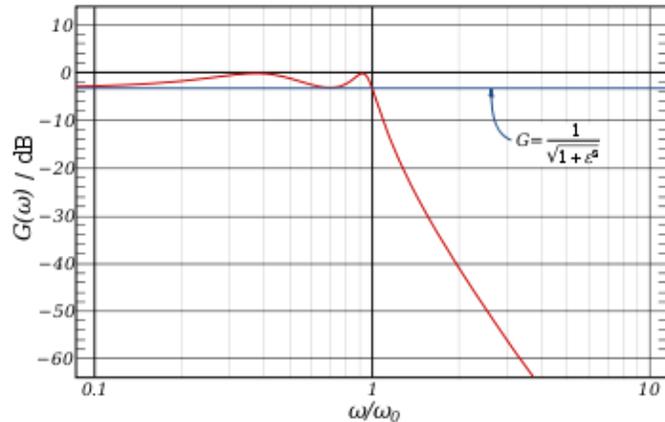


Figura 19: Respuesta en frecuencia de un filtro pasa bajos Chebyshev tipo II de 4° orden.

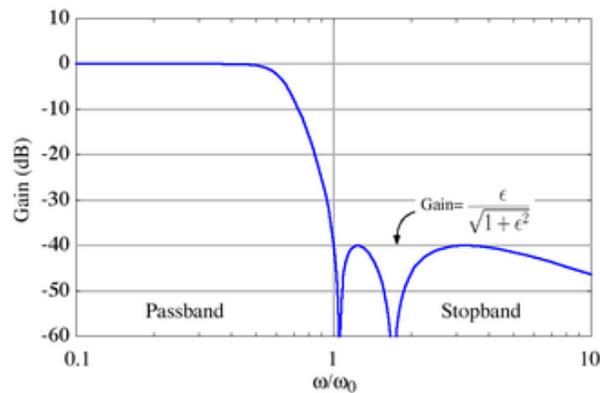


Figura 20: Respuesta en frecuencia de un filtro pasa bajos Chebyshev de 5° orden.

Elección de filtros

En bajas frecuencias, los componentes se vuelven más grandes, lo cual afecta un punto primordial del diseño, ya que es necesario que el circuito pueda ser lo más pequeño posible. En términos de alimentación, como ya es necesario alimentar el amplificador de instrumentación, no es un problema alimentar más componentes activos, por lo que el punto desfavorable de los componentes activos respecto a la alimentación queda invalidado. Otro punto

a favor de los componentes activos es que, teniendo la misma alimentación, es posible aumentar la ganancia de la salida, obteniendo una señal con un rango legible mucho mayor, mejorando el análisis de los filtros, además de facilitar el trabajo a los doctores que validarán el resultado. Esto implica que el circuito a diseñar contará con un filtro pasa altos con una frecuencia de corte en 0.05 Hz, un filtro pasa bajos con una frecuencia de corte en 150 Hz y un filtro notch alrededor de la frecuencia de 50 Hz, todos activos.

Dado que son activos, y ya existe una gran cantidad de programas que ayudan con el diseño, se utiliza un software gratuito de *Analog Devices* llamado *Filter Wizard* para los filtros pasa altos y pasa bajos. Éste entrega el mejor resultado con los parámetros que se le ingresa. Para el diseño del filtro notch se utiliza el texto de referencia *Filter Design in 30 Seconds* de *Texas Instruments*.

Alimentación

Se utiliza una alimentación acorde a lo necesario según las pruebas a realizar, la cual está delimitada por los componentes utilizados, y que aplique a los requerimientos de diseño, dado que uno de los principales motivos de este proyecto es la comodidad del paciente y, por ende, el carácter no invasivo de la detección, pero como este trabajo es una etapa preliminar, se centrará en el diseño del circuito y los electrodos, dejando abierto el tema de alimentación óptima respecto al diseño.

Capítulo 3

METODOLOGÍA

Etapas del circuito

Inversión del voltaje de entrada

Como se explicó en el capítulo 2, se debe proveer una alimentación tanto positiva como negativa a los circuitos integrados. Para lograr esto se implementa un circuito alrededor del convertor de voltaje LMC7660, utilizando la topología descrita en su *datasheet*, mostrada en la Figura 21.

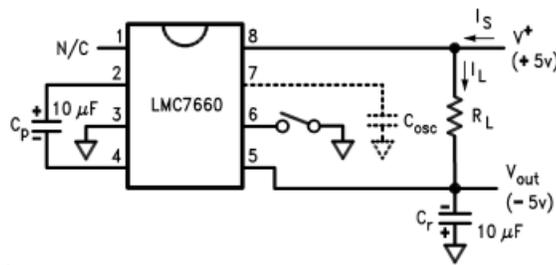


Figura 21: Topología de inversor de voltaje, mostrando como ejemplo un voltaje de entrada de 5 V.

Se usa esta configuración para obtener el voltaje negativo deseado. Se utiliza como prueba una batería de moneda Panasonic CR 2032, la cual entrega 3 V. El convertor se encarga de invertir este voltaje y entregar -3 V, o un voltaje cercano a este.

Pre amplificación

Como se vio en el capítulo 2, es necesario amplificar las señales obtenidas del cuerpo, ya que son del orden de los milivolts. Esto implica que hay que ajustar la ganancia del amplificador de instrumentación a utilizar, siguiendo la ecuación entregada por el *datasheet* para su ganancia. La ecuación (25) dictan la ganancia en función de una sola resistencia R_c .

$$G = \frac{49.4 \text{ K}\Omega}{R_c + 1} \quad (25)$$

Por ende, si queremos llevar la señal a los volts, es necesario tener una ganancia de 1000, por lo que la ecuación queda:

$$1000 = \frac{49.4 \text{ K}\Omega}{R_c + 1} \quad (26)$$

Al resolver para R_c se obtiene que $R_c = 48.4 \Omega$

Sólo con esto ya se tiene definida la etapa de pre amplificación.

Como en la realidad es difícil obtener ciertos componentes, el que más se asemeja al resultado obtenido es una resistencia de $R_c = 47 \Omega$, lo cual entrega una ganancia $G = 1029.1667$.

Filtros

La siguiente etapa es la del filtrado. Se sabe que es necesario implementar un filtro pasa altos con una frecuencia de corte en 0.05 Hz y un filtro pasa bajos con una frecuencia de corte de 150 Hz. Como se vio en el capítulo anterior, la mejor opción para el diseño de los filtros es utilizar componentes activos, dadas las características que se requiere. Se usa el programa *Filter Wizard* de *Analog Devices* mencionado en el capítulo anterior para diseñar los filtros pasa bajos y pasa altos.

Pasa altos

Se ingresa la frecuencia de corte de 0.05 Hz al software, así como también un comienzo de la región de banda de rechazo en 0.001 Hz, con una caída de 40 dB/década. Para simplificar el diseño se coloca una ganancia de 1. En las figuras Figura 22 y Figura 23 se aprecia la respuesta en frecuencia del filtro diseñado por el programa, mostrando la banda de paso y la banda de rechazo en la figura Figura 22, y el cambio de fase en la figura Figura 23, así como también el tipo de filtro recomendado para los parámetros ingresados, el cual es un filtro Butterworth de segundo orden.

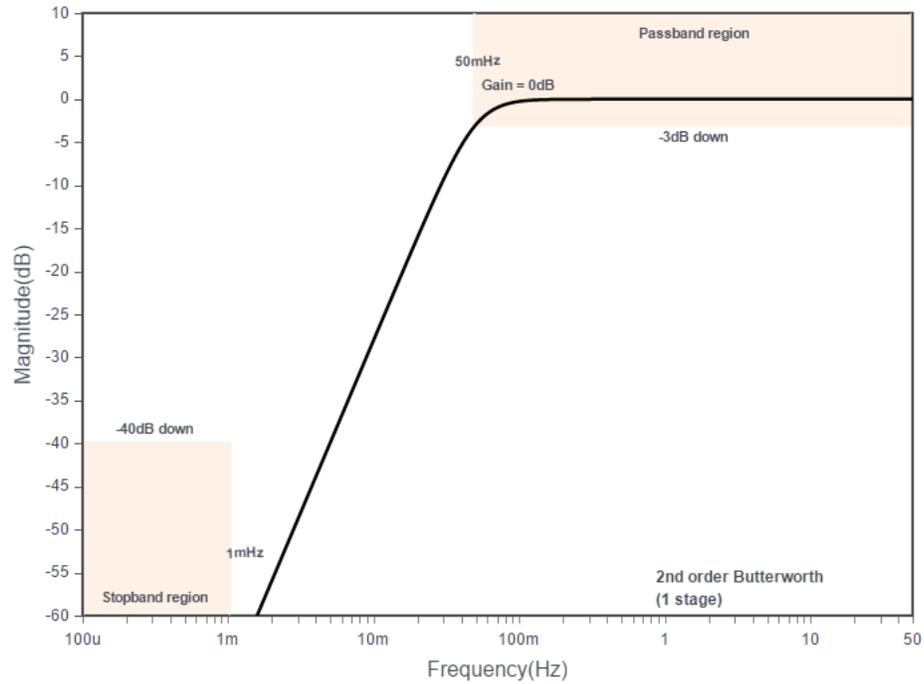


Figura 22: Respuesta en frecuencia del filtro pasa altos diseñado en Filter Wizard. Muestra la magnitud v/s la frecuencia.

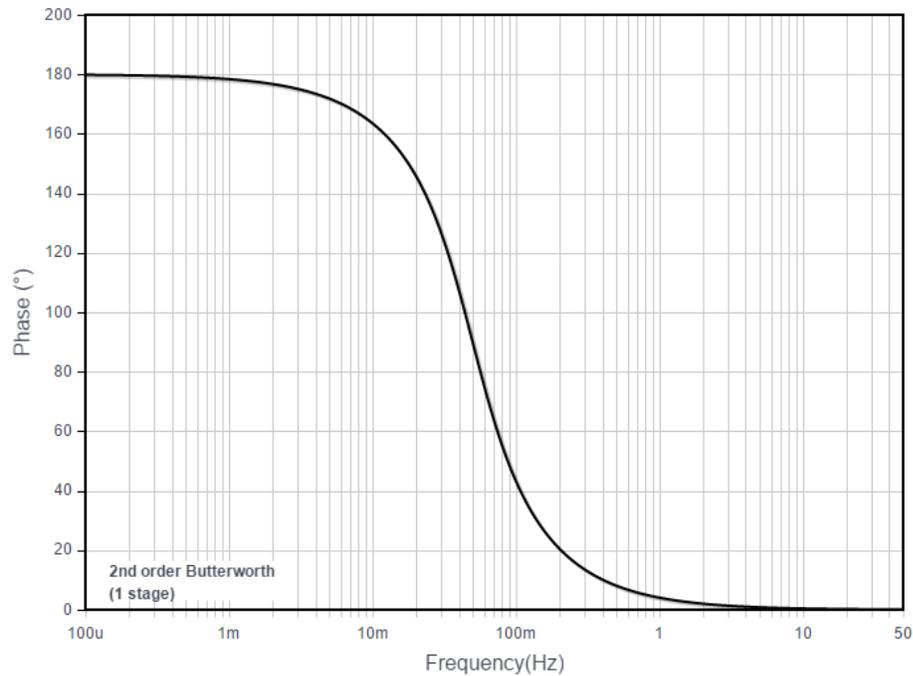


Figura 23: Respuesta en frecuencia del filtro pasa altos diseñado en Filter Wizard. Muestra la fase v/s la frecuencia.

En la Figura 24 se puede ver el diagrama del circuito sugerido por el programa, en el cual se puede variar los tamaños de las resistencias y los condensadores

para obtener un resultado que tenga valores de resistencias y condensadores lo más estándares posible, manteniendo la frecuencia de corte indicada.

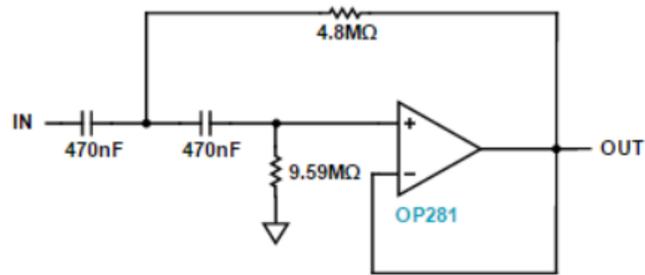


Figura 24: Circuito del filtro pasa altos diseñado en Filter Wizard.

La tolerancia de las resistencias y de los condensadores de 5%.

Pasa bajos

Para el filtro pasa bajos se ingresa la frecuencia de corte de 150 Hz, y una frecuencia de banda de rechazo de 1 kHz (un orden de magnitud mayor) con una caída de 40 dB/década, lo cual entrega como resultado un filtro Butterworth de tercer orden, compuesto por dos etapas. Las Figura 25 muestra la magnitud v/s la frecuencia del filtro, indicando las frecuencias de la región de banda de paso y de banda de rechazo, mientras que la Figura 26 muestra la fase v/s la frecuencia.

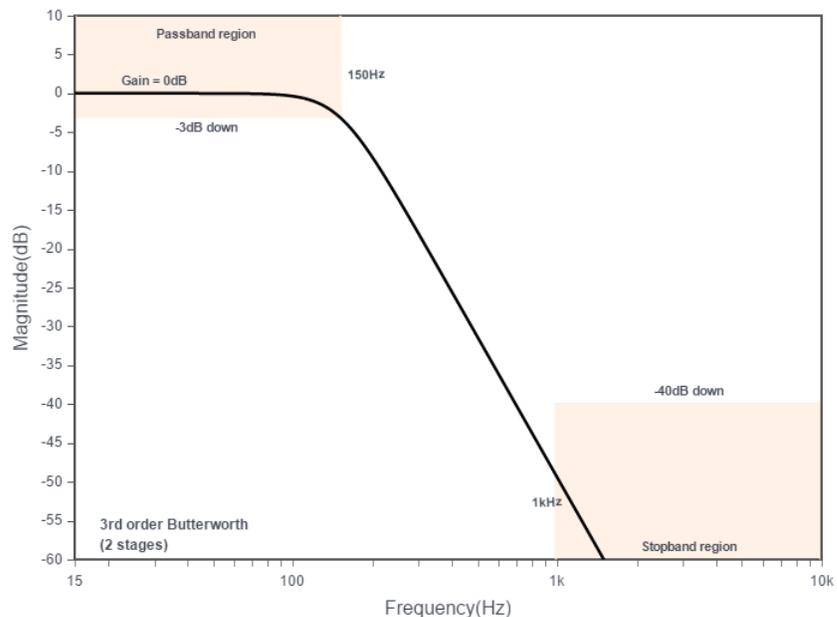


Figura 25: Respuesta en frecuencia del filtro pasa bajos diseñado en Filter Wizard. Muestra la magnitud v/s la frecuencia.

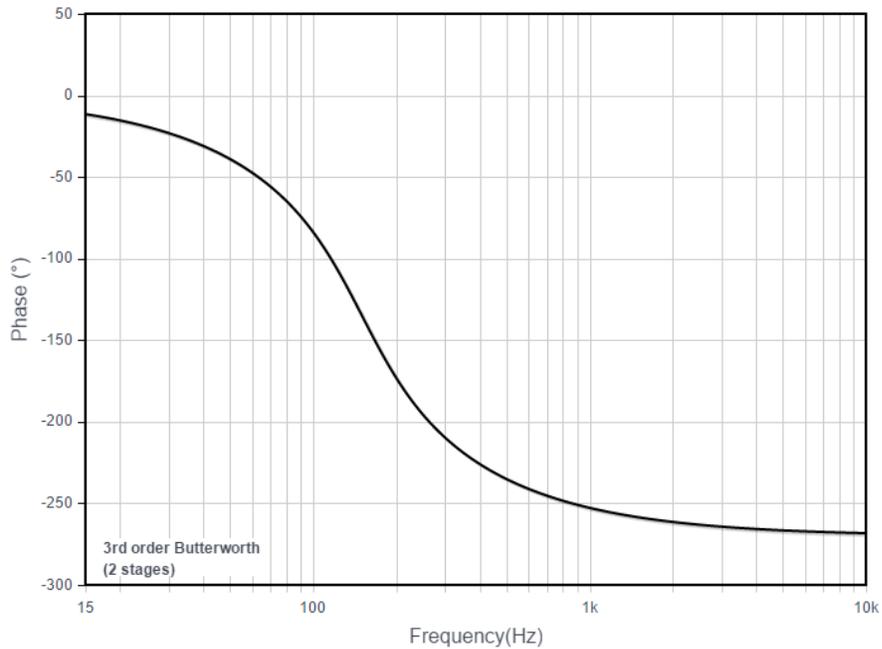


Figura 26: Respuesta en frecuencia del filtro pasa bajos diseñado en Filter Wizard. Muestra la fase v/s la frecuencia.

En la Figura 27 se aprecia el circuito diseñado por el programa, luego de variar los valores de los componentes para obtener números cercanos a los estándares comerciales, con tolerancias de un 5% tanto para los condensadores como para las resistencias. Se puede notar que el circuito es de dos etapas; la primera es un filtro pasa bajos de primer orden, mientras que la segunda es una filtro pasa bajos Sallen-Key de segundo orden.

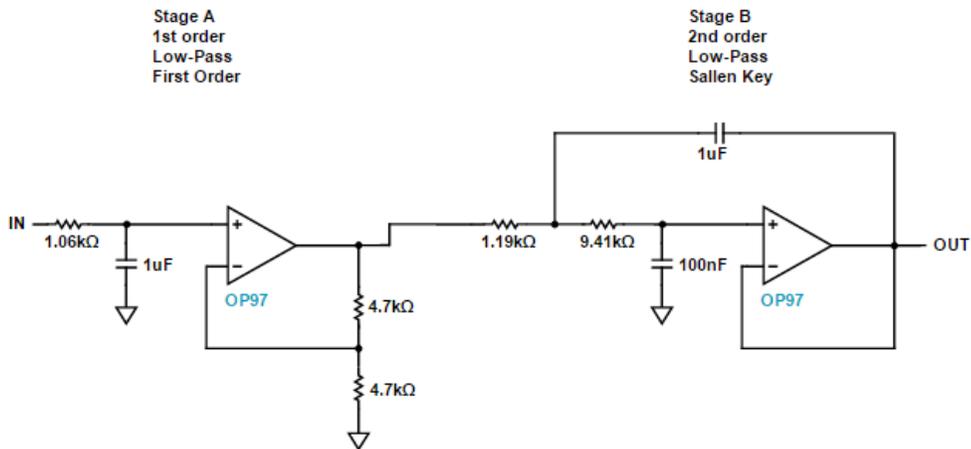


Figura 27: Circuito del filtro pasa bajos diseñado en Filter Wizard.

Las resistencias que se encuentran a la salida de la primera etapa sirven como amplificador, dado que se quiere aplicar una ganancia de 2 al circuito, para poder tener una señal más legible.

Filtro Notch

Se utiliza el diseño de un filtro notch de rechazo a una sola frecuencia (50 Hz). La Figura 28 muestra el diseño entregado en [19] para este circuito, el cual toma en consideración una alimentación positiva y negativa.

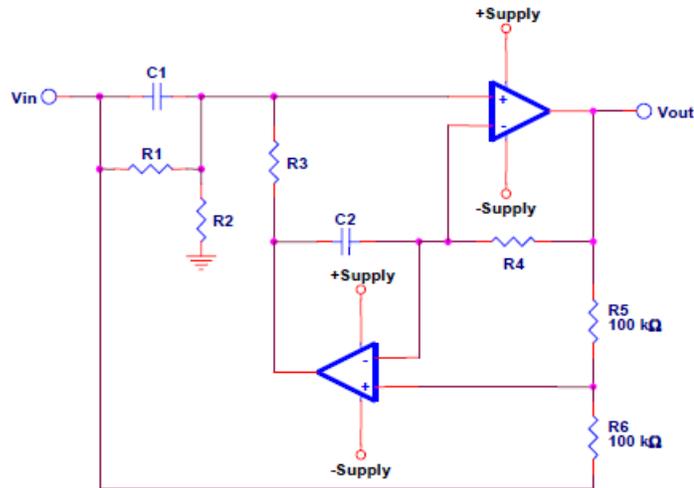


Figura 28: Diseño de filtro notch de alimentación dual de Filter Design in 30 Seconds.

El procedimiento para obtener los componentes es el siguiente:

- Se escoge $C1 = C2 = 1 \mu F$
- Se calcula $R3 = R4 = \frac{1}{2\pi * C1 * Frecuencia}$
Como la frecuencia que se quiere anular es de 50 Hz, el valor de las resistencias es de $R3 = R4 = 3.1832 \text{ k}\Omega$.
- Se calcula $R1 = R2 = 20 * R3 = 63.6639 \text{ k}\Omega$.

Con esto ya se tiene todos los datos necesarios para construir el filtro deseado.

El filtro diseñado tiene una topología Fliege, con $Q = 10$. Este valor de Q puede ser ajustado independiente de la frecuencia central, cambiando los valores de $R1$ y $R2$. El valor de Q está relacionado con las resistencias antes mencionadas según la ecuación (27).

$$R1 = R2 = 2 * Q * R3 \quad (27)$$

El filtro Fliege tiene una ganancia fija de 1. Su único problema es el rango de modo común del amplificador inferior, pero esto solo ocurre en el caso de una única alimentación (sólo alimentación positiva), por lo que no afecta a este diseño [19].

Instrumentos de medición

Los instrumentos de medición utilizados en este trabajo son los siguientes:

Multímetro

El multímetro utilizado para medir los valores de los componentes, la continuidad del circuito y los niveles de voltaje es el modelo Rish Multi 11 de Rishable Instruments, mostrado en la Figura 29.



Figura 29: Multímetro Rish Multi 11.

Osciloscopios

Los osciloscopios utilizados para obtener las señales son: Rigol MSO4012, el cual se muestra en la Figura 30; y DSO Nano V3, el cual se ve en la Figura 31.



Figura 30: Osciloscopio Rigol MSO4012.



Figura 31: Osciloscopio DSO Nano V3.

Fuente de corriente continua programable

La fuente de corriente continua programable utilizada en la prueba del circuito es marca Rigol, modelo DP832, mostrada en la Figura 32.



Figura 32: Fuente continua programable Rigol DP832.

Etapas de implementación y medición

Implementación del circuito completo en protoboard

Se procede a implementar el circuito completo diseñado previamente en una protoboard, para poder probarlo y tener la libertad de cambiar lo que fuese necesario. Se deja una alimentación y una tierra comunes para todos los

circuitos integrados, y ésta última tiene como referencia el pie derecho (según lo visto en el capítulo 2).

Prueba del circuito implementado en protoboard

La alimentación para las pruebas iniciales se entrega mediante la fuente vista en la Figura 32, la cual entregará voltajes de 3 y 5 V, complementando esta alimentación positiva con el voltaje invertido obtenido del primer bloque (inversor de voltaje). Se muestra las señales obtenidas con cada voltaje, identificando la mejor alimentación a utilizar. La medición de estas señales es realizada con el osciloscopio Rigol (Figura 30).

Para el bloque de inversión y de amplificación, basta con medir el voltaje de salida para ver si están funcionando. El bloque de inversión debiera entregar un voltaje negativo cercano al voltaje de entrada (invertido), mientras que el bloque de pre amplificación debiera entregar un voltaje del orden de 1 V, ya que se sabe que la señal de entrada es del orden de los milivolts.

Pruebas con electrodos comunes

Como el circuito implementado en la protoboard ya se ha probado, se procede a realizar los test siguientes, ingresando las tres señales del electrocardiograma mencionadas en el capítulo 2 (Einthoven) mediante electrodos skintact (Figura 33), los cuales son colocados en ambos brazos y en la pierna derecha. La alimentación se cambia por un pack de pilas, el cual depende del voltaje que se escoja en la sección anterior.



Figura 33: Electrodo Skintact.

Se obtiene una imagen de la señal medida con el osciloscopio DSO Nano V3 (Figura 31) y se compara con la obtenida en la prueba anterior, siempre

teniendo en cuenta que es posible procesar la señal de salida digitalmente, obteniendo una interpretación más limpia y fiel del electrocardiograma.

Prueba de medios de propagación

Como a esta altura ya se tiene una buena respuesta del circuito, es necesario probar distintos medios de propagación de señal, dado que los electrodos PEDOT:PSS son textiles, por lo que sería muy difícil lograr la comunicación de la señal desde el electrodo hacia un cable de cobre, además de la molestia que eso significaría al momento de utilizar el pijama (futuro), y en el lavado. Las alternativas elegidas para medios de propagación son un lápiz de níquel de MG Chemicals y un hilo conductor (*silver plated nylon yarn*).

Primero se prueba el lápiz de níquel respecto a su resistencia por centímetro en distintas superficies, en especial telas. Segundo, se hará pruebas de resistividad por centímetro del hilo conductor. Finalmente se comparará ambos resultados para obtener un criterio respecto a cuál es mejor implementar.

Diseño e implementación de los electrodos textiles

Para obtener una respuesta de los electrodos PEDOT:PSS, es necesario poner un contacto metálico sobre el electrodo, y poner el electrodo en contacto con la piel, cubriendo con una tela elástica y ligeramente apretada [5]. Este contacto metálico es una tela hecha de *silver plated nylon*. La Figura 34 muestra lo anterior.

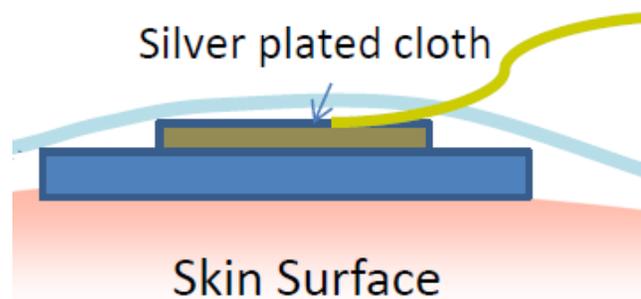


Figura 34: Conexión del electrodo PEDOT:PSS. La placa azul es el electrodo, la placa café es una tela hecha de nylon bañada en plata, la tela superior es una tela elástica, y la línea amarilla es un cable metálico.

Para lograr lo anterior, se propone como diseño una banda elástica con velcro en las puntas, dejando el electrodo PEDOT:PSS al medio de ésta, con la tela conductora cosida al sensor, y de la cual sale el medio conductor escogido, tal como se ve en el cable amarillo en la Figura 34.

Prueba del circuito con medio escogido y electrodo textil

Al tener un medio de propagación escogido y el electrodo PEDOT:PSS diseñado, se realiza las mismas pruebas anteriores, obteniendo una respuesta en el osciloscopio DSO Nano V3. Esta respuesta debe ser lo más cercana a un electrocardiograma común y corriente, aunque es aceptable una señal que tenga una forma similar, y que sólo necesite un pequeño filtrado extra de manera digital.

Se realiza primero la prueba del circuito cambiando solo un electrodo común por un electrodo textil, obteniendo una señal de salida, la cual es comparada con la señal obtenida con electrodos comunes. Finalmente se realiza la prueba reemplazando todos los electrodos comunes con los electrodos PEDOT:PSS diseñados anteriormente. Se graba los resultados vistos en el osciloscopio y se comparan con los resultados obtenidos con electrodos comunes y con los obtenidos con sólo un electrodo PEDOT:PSS.

Capítulo 4

IMPLEMENTACIÓN Y RESULTADOS

Implementación de las etapas del circuito en protoboard

Inversor de voltaje

Se implementa el circuito mostrado en la Figura 21, utilizando condensadores electrolíticos de 10 μF . Se prueba dicho circuito con el voltaje entregado por la batería de moneda Panasonic CR2032, la cual entrega un voltaje continuo de 2.863 V. El voltaje medido en la salida es de -2.554 V, lo cual indica que el circuito funciona relativamente bien.

Amplificador de instrumentación

Se aplica el circuito descrito en el datasheet del amplificador AD620, utilizando una resistencia de 47 Ω (46.5 Ω medidos) para el ajuste de la ganancia del amplificador, obteniendo una ganancia de $G = 1040$, según la ecuación 8.

Filtro pasa altos

Se ocupa dos condensadores cerámicos de 0.47 μF (470 nF) cada uno. Para suplir la resistencia de 9.59 $\text{M}\Omega$ se utiliza una resistencia de 10 $\text{M}\Omega$, la cual tiene una resistencia medida de 9.86 $\text{M}\Omega$, lo cual entra dentro del rango de tolerancia del 5%. Se utiliza dos resistencias de 10 $\text{M}\Omega$ en paralelo para suplir la resistencia de 4.8 $\text{M}\Omega$. Las resistencias en paralelo miden 4.93 $\text{M}\Omega$, lo cual está dentro del rango aceptable.

Filtro pasa bajos

La resistencia de entrada de 1.06 $\text{k}\Omega$ que se ve en la Figura 27 se suple con una resistencia de 1 $\text{k}\Omega$ (990 Ω medidos) y una de 100 Ω (98 Ω medidos) en serie, obteniendo una resistencia de entrada de 1.088 Ω , lo cual entra en el rango del 5% de tolerancia exigido. Para las resistencias de 4.7 $\text{k}\Omega$ utilizadas para aumentar la ganancia en la primera etapa, se utiliza resistencias de cerámica de 4.7 $\text{k}\Omega$, con una tolerancia del 5%, por lo cual no es imperativo medirlas, ya que cumplen con el requerimiento. Se cumple lo mismo para

ambos condensadores, dado que se utiliza condensadores de cerámica con los valores indicados en el esquemático (100 nF y 1 uF).

La resistencia de salida de 1.19 k Ω es implementada mediante 2 resistencias en serie: una de 1 k Ω (994 medidos) y una de 220 Ω (216.5 Ω medidos). Esto entrega una resistencia total de 1.2105 k Ω , lo cual entra en el rango de tolerancia establecido. La resistencia de 9.41 k Ω se cambia por dos de 4.7 k Ω en serie, las cuales tienen una resistencia medida de 4.6 k Ω y 4.57 k Ω , lo cual equivale a 9.17 k Ω , lo que estaría dentro del rango aceptable de tolerancia.

Filtro notch

Para suplir las resistencias R1 y R2 se utiliza una resistencia de 56 k Ω (55.7 k Ω medidos para R1 y 56 k Ω medidos para R2) y una de 7.15 k Ω (7.11 k Ω medidos para R1 y 7.13 k Ω medidos para R2) en serie para cada resistencia, lo cual entrega un total de 62.81 k Ω para R1 y 63.13 k Ω para R2, dentro del rango de tolerancia. Para las resistencias R3 y R4, se utiliza resistencias de 3.3 k Ω , las cuales miden 3.24 k Ω y 3.21 k Ω respectivamente. Los condensadores utilizados con condensadores de cerámica con los valores indicados en el esquemático de la Figura 28.

Resultados de pruebas del circuito en protoboard

A continuación se presenta los resultados obtenidos en la medición de la señal entregada por el circuito de prueba (protoboard), utilizando electrodos comunes, midiendo las señales con el osciloscopio Rigol.

Con alimentación de 3 V

En la Figura 35 se aprecia la señal obtenida entregando una alimentación de 3 V, la cual se obtuvo mediante el osciloscopio mencionado anteriormente (Figura 30), alimentando el circuito con la fuente continua mencionada en el capítulo anterior (Figura 32).

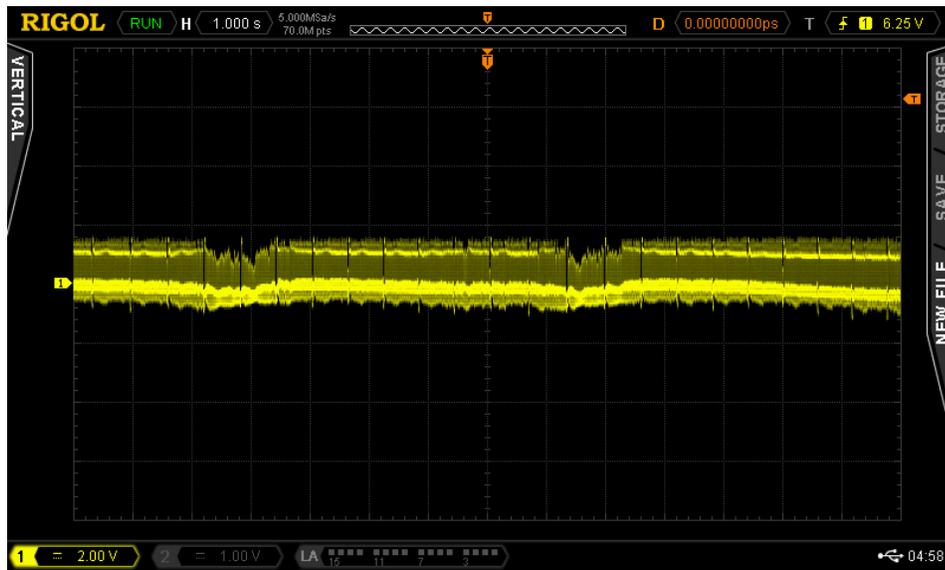


Figura 35: Señal obtenida con alimentación de 3 V en implementación en protoboard.

Se puede ver que hay un alto componente de ruido, y que los peaks de la señal se pierden. Existe cierta periodicidad que indica una toma del electrocardiograma, pero no es legible dado el ruido que tiene. Se podría filtrar digitalmente, pero es difícil de discernir un ECG en esta imagen.

Con alimentación de 5 V

En la Figura 36 se aprecia la señal obtenida al alimentar el circuito con 5 V.

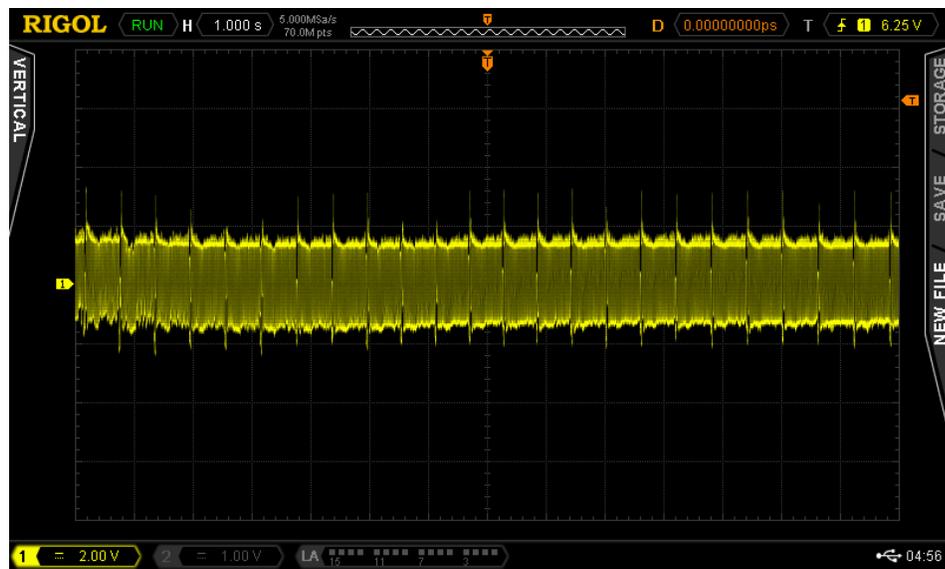


Figura 36: Señal obtenida con alimentación de 5 V en implementación en protoboard.

Se puede ver que existe un aumento en el voltaje peak to peak de la señal, y se puede notar con mayor claridad los peaks del ECG, por lo cual se ve que, filtrando el resto del ruido digitalmente, se puede obtener una señal utilizable.

Con alimentación de 5 V y sin filtro notch

En la Figura 37 se muestra la señal obtenida entregando una alimentación de 5 V y midiendo la señal de salida del filtro pasa bajos, sin contar el filtro notch.

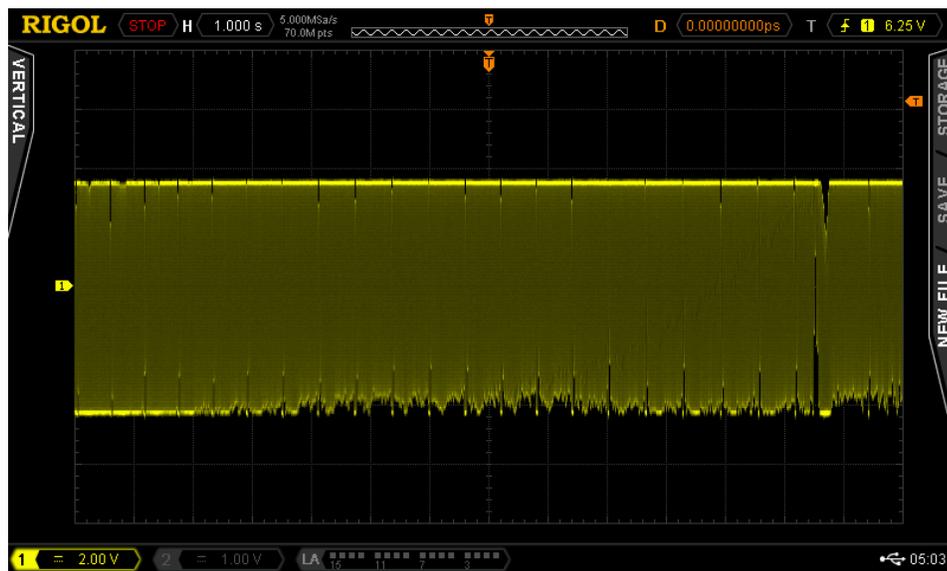


Figura 37: Señal obtenida con alimentación de 5 V y sin filtro notch.

En la imagen se aprecia que el ruido de 50 Hz que se filtra dada la frecuencia del suministro eléctrico oculta la señal que se quiere obtener, con lo cual no se puede ver nada parecido a un ECG. Esto indica que el filtro notch es esencial para esta aplicación, al compararlo con la Figura 36.

Análisis de la señal con Matlab

Se realiza un análisis de la señal obtenida con una alimentación de 5 V, mostrando su transformada de Fourier, en la cual se puede apreciar los componentes dominantes de frecuencia. La Figura 38 muestra la señal analizada, mientras que la Figura 39 muestra su transformada de Fourier.

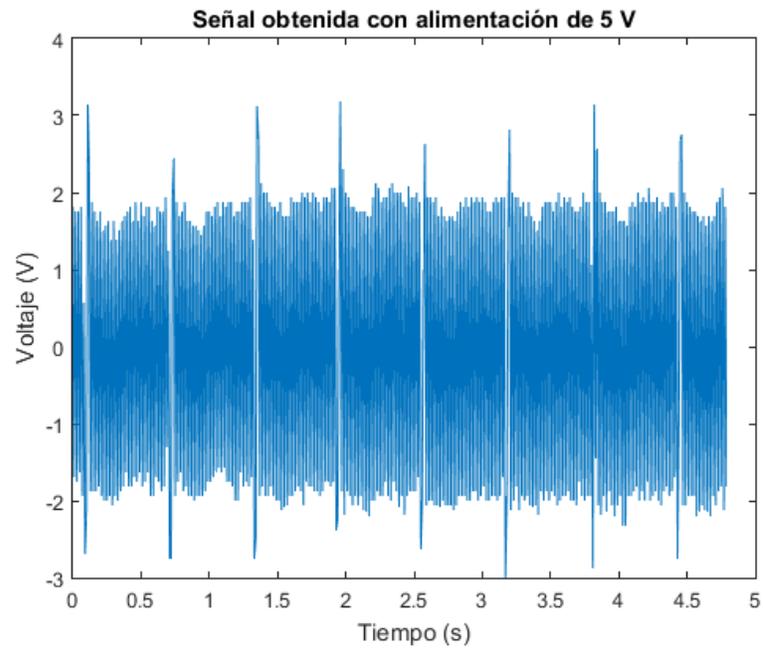


Figura 38: Respuesta del circuito obtenida con Matlab.

La Figura 38 muestra la señal graficada en Matlab, utilizando un archivo .csv obtenido a partir del osciloscopio. Representa la señal obtenida con una alimentación de 5 V, la cual se puede comparar a la Figura 36.

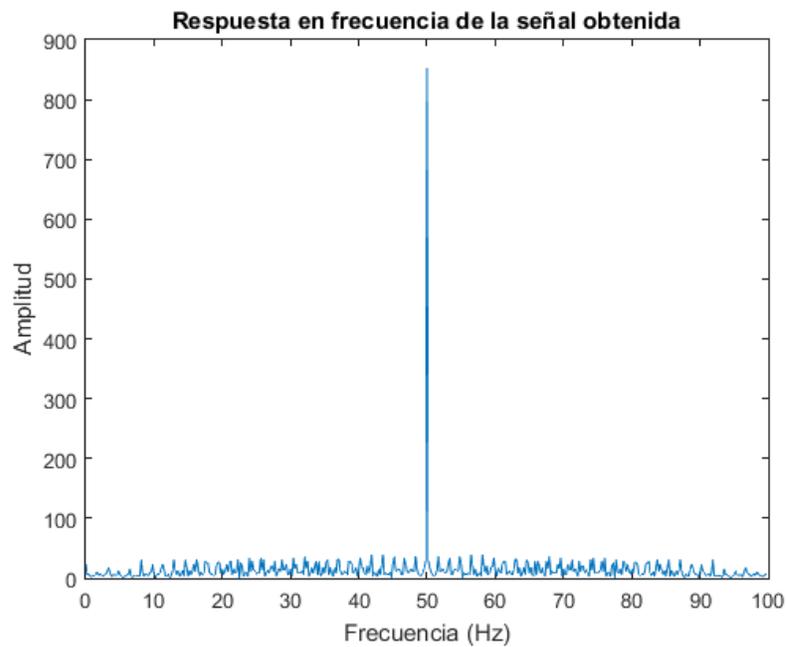


Figura 39: Respuesta en frecuencia de la señal obtenida con protoboard.

Se ve en la Figura 39 la respuesta en frecuencia obtenida mediante la aplicación de una transformada de Fourier en Matlab. Se puede notar claramente un componente alto en los 50 Hz, el cual es generado por la frecuencia de la red eléctrica.

La señal obtenida es filtrada, quitando la frecuencia de 50 Hz de manera computacional, para poder visualizar la señal sin este ruido. Las figuras Figura 40 y Figura 41 muestran la señal filtrada y su respuesta en frecuencia, respectivamente.

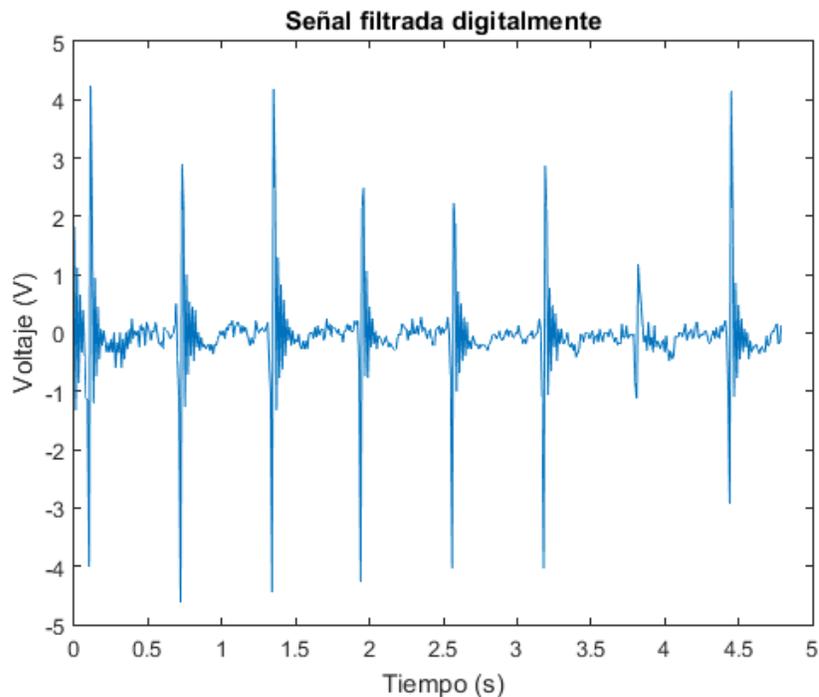


Figura 40: Señal obtenida filtrando los 50 Hz invasivos.

De la Figura 40 se desprende que la frecuencia invasiva de 50 Hz es un gran componente de la señal obtenida, nublando la señal real del ECG. Se puede ver claramente una respuesta con forma de electrocardiograma. Es posible obtener una señal más cercana a un ECG real con un moldeado posterior de la señal, pero el fin de este ejercicio es mostrar que la obtención de la señal es válida.

La Figura 41 muestra la respuesta en frecuencia de la señal filtrada en Matlab, en la cual se puede apreciar la eliminación de la frecuencia de 50 Hz, y se ve con más claridad el resto de los componentes en frecuencia, teniendo como frecuencia periódica del ciclo del ecg el peak más cercano a cero.

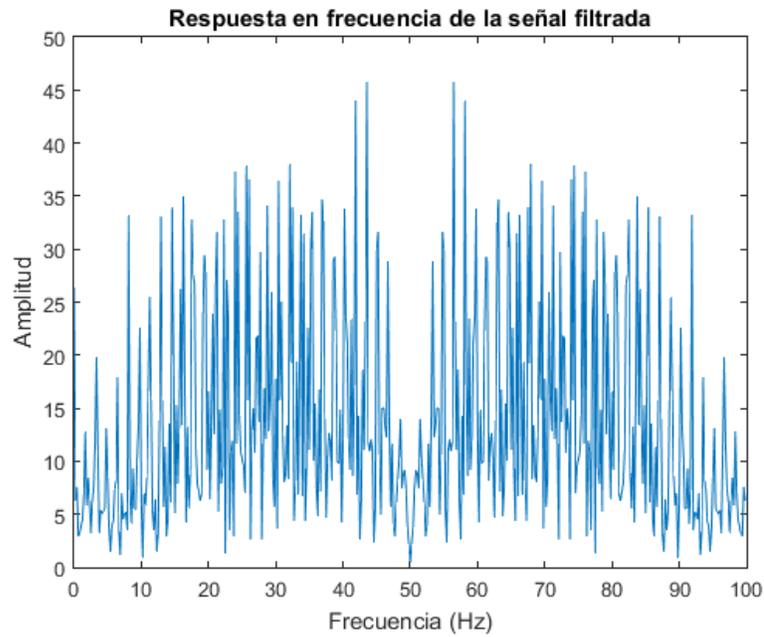


Figura 41: Respuesta en frecuencia de la señal filtrada en Matlab.

Prueba con electrodos Skintact

Para esta prueba, se cambia la fuente regulada por cuatro pilas AA, lo cual entrega un voltaje continuo de 6 V. La medición es realizada con el osciloscopio DSO Nano V3.

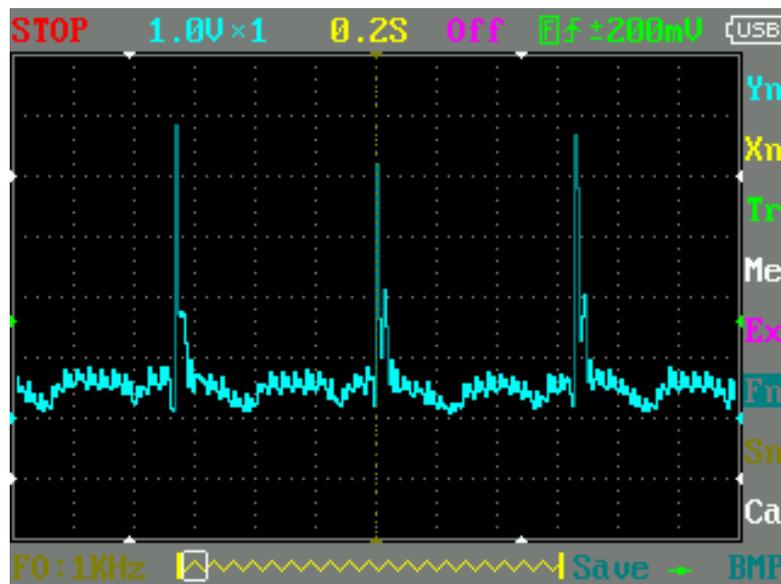


Figura 42: Señal obtenida con electrodos Skintact, alimentación independiente y medida con el osciloscopio DSO Nano V3.

De la Figura 42 se desprende que, al tener una fuente de voltaje independiente de la red eléctrica, al igual que el aparato de medición (osciloscopio), no hay una filtración amplia de los 50 Hz de la red, por lo que la señal se ve mucho más clara sin necesidad de procesarla posteriormente de manera digital. Fuera de un pequeño ruido, es posible identificar las partes clave de un ECG.

Prueba de medios de propagación

A continuación se presenta las pruebas realizadas para los dos medios escogidos, indicando finalmente la decisión a tomar, dependiendo de los resultados.

Lápiz de Níquel

Las Figura 43 es la prueba de continuidad y resistencia realizada sobre una tela elástica (blanca) y una tela no elástica (negra), tanto en la dirección de la tela (izquierda) u opuesta a ella (derecha).

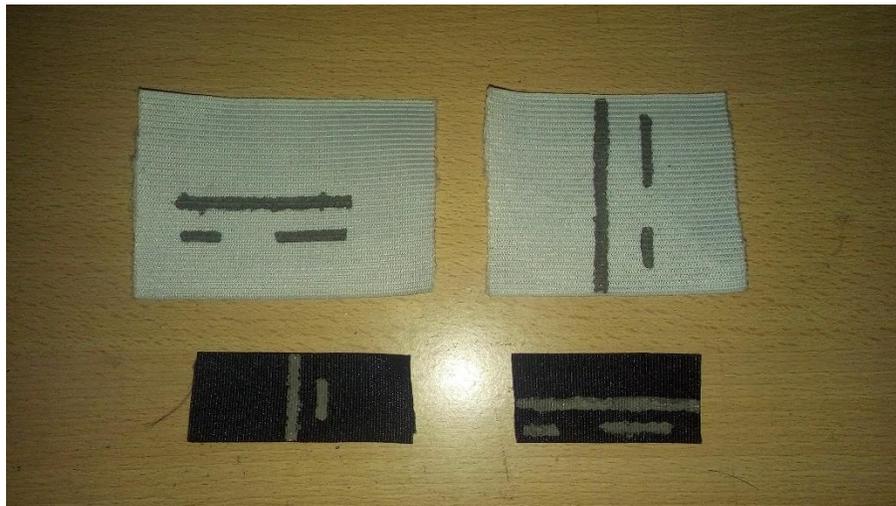


Figura 43: Prueba de continuidad y resistencia realizada sobre una tela elástica (blanca) y no elástica (negra).

En la Tabla 4 se ve la continuidad y resistencia para el lápiz de Níquel en ambas superficies, en ambas direcciones del género. Cabe destacar que no se ha tratado de estirar la tela elástica previo a estos resultados.

	Largo del trazo (cm)	Continuidad	Resistencia (Ω)
Tela elástica dirección de la tela	1	Sí	12
	2	Sí	15
	5	Sí	27
Tela elástica dirección opuesta	1	Sí	10.5
	2	Sí	19
	5	Sí	323
Tela no elástica dirección de la tela	1	Sí	8.3
	2	Sí	11.3
Tela no elástica dirección opuesta	1	Sí	9
	2	Sí	14.8
	5	Sí	20.6

Tabla 4: Prueba de continuidad y resistencia por centímetro de lápiz de níquel en tela elástica y no elástica.

La prueba en la dirección de la tela no elástica es realizada sólo para 1 y 2 centímetros, dado que ese es el máximo ancho de la tela.

En la Figura 44 se aprecia los cuatro gráficos para los distintos escenarios: Tela elástica en dirección de la tela y opuesta, y Tela no elástica en dirección de la tela y opuesta. En ella se destaca la variabilidad en las resistencias medidas, lo que lleva a concluir que es dependiente de la cantidad de material utilizado, lo cual es difícilmente contable.

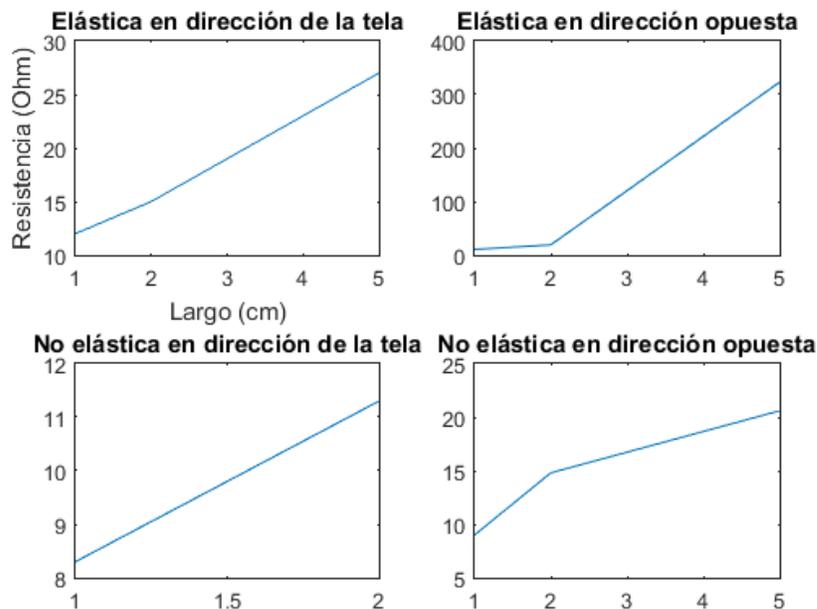


Figura 44: Gráficos de Resistencia v/s longitud del trazo para ambas telas en distintas direcciones.

Hilo conductor (*silver plated nylon yarn*)

Se realiza la prueba de continuidad y resistividad sobre un tramo de hilo conductor, vista en la Figura 46. Se mide la resistencia de 1 cm a 10 cm, para luego graficar el resultado, mostrándolo en la Figura 45. Se presentan los resultados en la tabla siguiente.

Largo del tramo (cm)	Resistencia (Ω)
1	1.6
2	1.9
3	2.4
4	2.9
5	3.3
6	3.6
7	3.9
8	4.1
9	4.2
10	4.3

Tabla 5: Resultados de prueba de resistividad sobre el hilo conductor.

Se puede ver una tendencia lineal en el valor de la resistencia para el hilo conductor, por lo tanto se puede estimar con relativa facilidad el valor resistivo del hilo a utilizar.

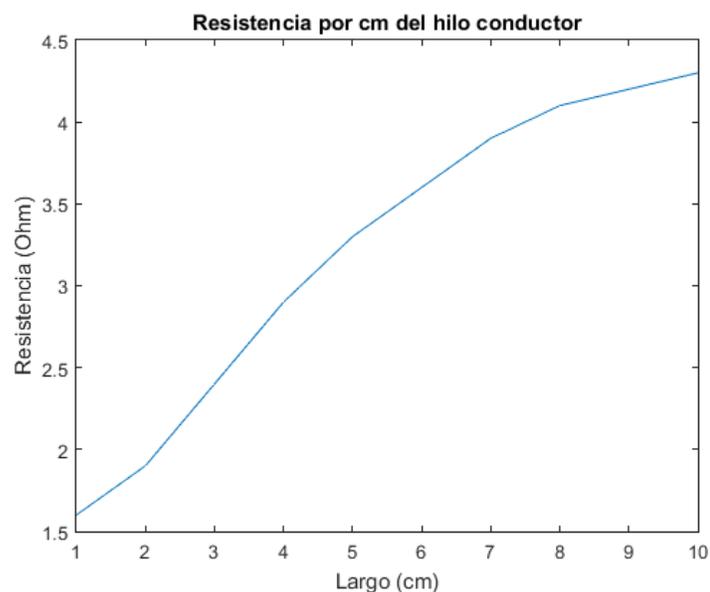


Figura 45: Resistencia por cm del hilo conductor, medido con el multímetro.

Se escoge como medio de propagación al hilo conductor, dado que tiene una resistencia por cm mucho menor, además del hecho de poder predecir con mayor seguridad su comportamiento, ya que no hay que calcular cuánto material poner para lograr una buena conexión. Adicionalmente, el lápiz de Níquel contiene sustancias tóxicas, por lo cual es peligroso utilizarlo en proyectos que puedan tener un contacto directo con la piel.



Figura 46: Prueba de resistencia del hilo conductor.

Implementación de los electrodos PEDOT:PSS

Para el armado de los electrodos se utiliza un elástico de 5 cm de ancho, dado que los electrodos son de 5 cm x 5 cm. Como método de fijación al paciente se utiliza velcro, cosido a cada punta del elástico.

No fue posible encontrar la tela conductora, por ende se opta por coser el hilo conductor a un cuadrado de 2.5 cm x 2.5 cm de tela no elástica, cubriendo una cara con este material, simulando una tela de *silver plated nylon*, tal como se muestra en la Figura 47.



Figura 47: En la parte superior se ve la simulación de tela conductora, y debajo de ésta se encuentra el electrodo PEDOT:PSS.

Se cose esta simulación de tela conductora al centro del electrodo PEDOT:PSS, y luego se cose el electrodo al centro del elástico, pasando el hilo conductor por la parte de atrás de éste con la aguja. Se pasa el hilo conductor por un tubo de silicona para aislarlo, y se pega éste último al elástico con una pistola de silicona. Se utiliza la misma aguja como el contacto para las pruebas en la protoboard. La Figura 48 muestra el electrodo terminado, al cual se le ha agregado un conector mono de 3.5 mm.



Figura 48: Electrodo diseñado. Se aprecia el velcro, el electrodo PEDOT:PSS y el conector de 3.5 mm.

Prueba del circuito con electrodo PEDOT:PSS

La prueba se realiza con un solo electrodo PEDOT:PSS en el brazo izquierdo, y tanto la pierna como el brazo derecho con electrodos Skintact. Se mide la salida con el osciloscopio DSO Nano V3, y se alimenta con las cuatro pilas AA, entregando un voltaje de entrada cercano a los 6 V.

En la Figura 49 se aprecia la salida de esta prueba, en la cual se nota un comportamiento casi idéntico a la prueba con los tres electrodos Skintact, salvo por un pequeño ruido. La señal de ECG es claramente distinguible, por lo que se puede asumir que el electrodo construido funciona correctamente.

Se puede ver en la imagen que la forma que sigue la onda es idéntica, pero hay una incorporación de ruido, el cual puede haber ocurrido por un uso prolongado de los electrodos Skintact, o netamente por el electrodo PEDOT:PSS.

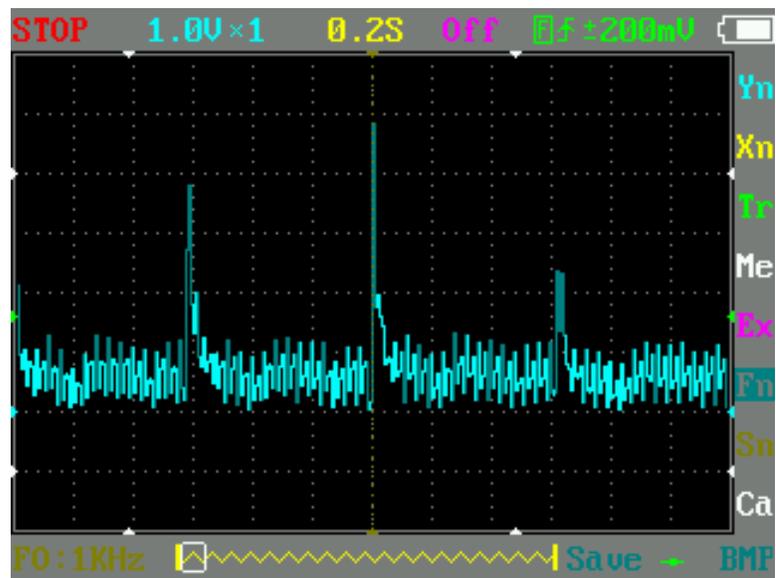


Figura 49: Salida del osciloscopio para prueba con un electrodo PEDOT:PSS y dos Skintact.

Capítulo 5

CONCLUSIONES

Caracterización de la señal

Se logra caracterizar la señal mediante la bibliografía consultada, obteniendo los márgenes de frecuencias (0.1 Hz - 150 Hz) y el rango de los voltajes (del orden de los mili volts) apoyado por los datos de la Tabla 1, lo cual permite el posterior diseño del circuito.

Diseño del circuito

Se realiza el diseño del circuito tomando en consideración la caracterización previa, culminando en la necesidad de obtener frecuencias sobre los 0.1 Hz, bajo los 150 Hz y eliminando los 50 Hz de la red, al mismo tiempo en que se debe amplificar la señal con la menor cantidad de ruido posible. Esto se logra con un filtro pasa altos, uno pasa bajos, un filtro notch y un amplificador de instrumentación AD620 respectivamente, obteniendo resultados satisfactorios.

Respecto a las pruebas realizadas

A continuación se presenta un análisis a posteriori y las conclusiones pertinentes para las pruebas realizadas.

Prueba del circuito con electrodos comunes

Por una parte se prueba el circuito alimentándolo con una fuente programable continua, y midiendo con un osciloscopio alimentado desde la red eléctrica. Esto implica que existe una filtración de la frecuencia de 50 Hz de la red eléctrica, tanto al alimentar como al medir, lo cual puede visualizarse en las figuras Figura 35, Figura 36 y Figura 37. Si bien es posible filtrar el ruido de 50 Hz digitalmente, es difícil obtener una imagen limpia, y no se distingue bien los elementos típicos del electrocardiograma, aunque tiene una forma similar, como se aprecia en el análisis realizado en Matlab, visto en la Figura 40.

Por otra parte, al tener el nivel de voltaje adecuado para poder visualizar la señal de manera fácil, se opta por alimentar el circuito con cuatro pilas AA, entregando un voltaje de 6 V, y se mide con un osciloscopio que no requiere alimentación de la red eléctrica. Estos dos factores influyen de gran manera en la visualización de una señal más limpia, como se aprecia en la Figura 42. En ésta se ve una señal mucho más nítida, la cual se asemeja mucho más a un ECG convencional, el cual se puede analizar en la Figura 3.

Con estas dos pruebas realizadas se concluye que, como se menciona anteriormente, es esencial la separación del circuito de la red eléctrica, de manera que la señal de salida se envíe lo más nítida posible, dado que la idea del proyecto a futuro es enviar la señal vía inalámbrica a un receptor externo, por lo que no es necesario conectarlo a la red eléctrica, ya que se necesitaría incluir un conversor A/D y un módulo de conexión inalámbrica al circuito diseñado, los cuales pueden ser alimentados de la misma forma.

Prueba de medios de propagación

Se logra una caracterización simple de ambos medios, la cual es suficiente como para tomar la decisión del uso del hilo conductor, dada la naturaleza impredecible de la utilización del lápiz de níquel, su toxicidad y el hecho de que al secarse tiende a resquebrajarse, por lo cual no es una buena opción para utilizar sobre telas, aún más si son para uso humano.

Si se tiene en cuenta que la caracterización del lápiz no toma muchos puntos para la generación de los gráficos de la Figura 44, la comparación con el gráfico del hilo conductor, visto en la Figura 46, es rotunda. Aún si se tuviese un manejo óptimo del lápiz, la baja resistencia del hilo lo supera ampliamente.

Como punto final, al considerar los altos valores de resistencia por cm del lápiz de níquel, y teniendo en cuenta que la prueba fue hecha sólo hasta los 5 cm, al conectar el circuito y el electrodo a través de este medio, se estaría agregando una resistencia estimada de entrada al circuito demasiado alta, dado que el tramo que se debe cubrir con este medio es mucho mayor. Esta resistencia variaría los resultados obtenidos y el funcionamiento del circuito propiamente tal.

Implementación del electrodo PEDOT:PSS

La implementación del electrodo se realiza elaborando un mecanismo de contacto entre el electrodo mismo y la conexión con el circuito, el cual se ve propuesto en la Figura 34.

Como se explica en el capítulo 4, la aplicación óptima del electrodo implica un contacto directo con una tela conductora (elaborada con *silver plated nylon*

yarn), pero como no se tiene acceso a esto, se crea un contacto a partir de tela y el hilo conductor. Esto último puede conducir a un comportamiento errático del electrodo, debido a que el área de contacto entre éste y la “tela” se ve reducido.

Prueba con electrodo PEDOT:PSS

El punto fuerte de este trabajo es la prueba con el electrodo PEDOT:PSS, con lo cual se logra confirmar que el uso de éste es similar al de un electrodo común, instaurando una nueva forma de medición de ECG menos invasiva.

El resultado obtenido de la prueba con un electrodo PEDOT:PSS y dos electrodos Skintact muestra una señal casi idéntica a la vista en la prueba con los tres electrodos Skintact, pero con un pequeño ruido incorporado. Este ruido puede deberse a la improvisación del contacto de *silver plated nylon* comentado en la sección anterior, o por el electrodo PEDOT:PSS.

Con el resultado de esta prueba se concluye que es posible reemplazar los electrodos comunes por los electrodos PEDOT:PSS, obteniendo una señal con un pequeño ruido incorporado, el cual puede ser eliminado digitalmente en una etapa posterior.

Otras señales

Si bien se entrega una investigación preliminar respecto a la inclusión de otras señales (temperatura y saturación de oxígeno), no es posible integrarlas al sistema diseñado. Esto ocurre por falta de tiempo y por un cambio en el enfoque del trabajo, manteniéndolo en la realización de pruebas con los electrodos PEDOT:PSS.

Los resultados obtenidos corroboran el estado del arte estudiado en el capítulo 2, lo cual tiene implicancias enormes respecto al área de monitoreo remoto, llegando a un hito en la comodidad e invasividad del paciente mediante la aplicación de los electrodos PEDOT:PSS.

Trabajo futuro

Almohadita

El próximo paso en términos del proyecto almohadita es el de integrar las señales obtenidas a través de la metodología utilizada en esta memoria con la red, enviando éstas inalámbricamente a un receptor que las procesa, para luego utilizar estos datos como convenga (mostrarlos, hacer cloud computing, data mining, etc.).

Amplificador de aislamiento y seguridad del paciente

Los amplificadores de aislamiento pueden ser utilizados para romper bucles de tierra, eliminar conexiones fuente-tierra y proveer protección de aislamiento para el paciente y para el equipamiento electrónico. Esta protección es mayoritariamente contra aumentos de voltaje entre los electrodos, los cuales pueden ocurrir mediante la aplicación de un desfibrilador o un instrumento electro quirúrgico, dañando el amplificador de potencial biológico [10].

Inclusión de otras señales

Se propone la inclusión de las señales de temperatura y saturación de oxígeno al sistema, los cuales pueden ser enviados en conjunto al receptor externo. Se deja como antecedente la investigación realizada en el capítulo 2 respecto a estas dos señales.

Pasar el diseño del circuito a una PCB

Debido a un tema temporal, no fue posible realizar la iteración de reducción del circuito, diseñando una PCB. Queda propuesto como un trabajo futuro el diseño y la implementación de una PCB, mejorando la comodidad para el paciente, haciendo el circuito lo más imperceptible posible. Este sería el paso siguiente inmediato respecto al trabajo mostrado en esta memoria.

Mejorar elaboración de electrodos PEDOT:PSS

Para un trabajo futuro se sugiere elaborar los electrodos con la tela conductora de *silver plated nylon* sugerida en [5] y vista en la Figura 34, realizando las mismas pruebas hechas en este trabajo, comparando los resultados obtenidos.

Desarrollar el circuito con un DSP

Un dsp es un procesador de señales digitales, el cual está optimizado para medir, filtrar y/o comprimir datos reales, análogos y continuos.

Se propone como trabajo futuro implementar el diseño del circuito considerando un dsp para realizar los filtros, pasando de un diseño análogo a uno digital, pudiendo reprogramar el dsp para distintas aplicaciones. Esto también permite el manejo de los datos en su forma digital, pudiendo enviarlos de una manera más fácil por cualquier medio de comunicación inalámbrica.

Bibliografía

- [1] B. Mena, J. Badía, M. Neira, and A. Ríos, "Telemedicina en Chile." [Online]. Available: <http://escuela.med.puc.cl/paginas/telemedicina/telemed-paper-esp.html>.
- [2] Buena Salud, "Exitoso primer año de AccuHealth en monitoreo de pacientes a distancia en Chile," 2012. [Online]. Available: <http://www.revistabuenaasalud.cl/exitoso-primer-ano-de-accuhealth-en-monitoreo-de-pacientes-a-distancia-en-chile/>.
- [3] S. Patel, H. Park, P. Bonato, L. Chan, and M. Rodgers, "A review of wearable sensors and systems with application in rehabilitation," *J. Neuroeng. Rehabil.*, vol. 9, no. 1, p. 21, 2012.
- [4] H. Carvalho, A. P. Catarino, A. Rocha, and O. Postolache, "Health monitoring using textile sensors and electrodes: An overview and integration of technologies," *IEEE MeMeA 2014 - IEEE Int. Symp. Med. Meas. Appl. Proc.*, 2014.
- [5] S. Tsukada, "Electrodes consisting of electroconductive polymer PEDOT-PSS combined with fabric for persistent electrocardiography monitoring," 2013.
- [6] Y. Kim and I. Cho, "Wearable ECG Monitor : Evaluation and Experimental Analysis," 2011.
- [7] A. Archip, N. Botezatu, and S. Elena, "An IoT Based System for Remote Patient Monitoring," pp. 1–6, 2016.
- [8] M. Borghetti, M. Ghittorelli, S. Member, and E. Sardini, "Electrical Characterization of PEDOT : PSS Strips Deposited by Inkjet Printing on Plastic Foil for Sensor Manufacturing," vol. 65, no. 9, pp. 2137–2144, 2016.
- [9] D. Pani, A. Dess, J. F. Saenz-cogollo, G. Barabino, B. Fraboni, and A. Bonfiglio, "Fully Textile , PEDOT : PSS Based Electrodes for Wearable ECG Monitoring Systems," vol. 63, no. 3, pp. 540–549, 2016.
- [10] Joseph D. Bronzino, *The Biomedical Engineering HandBook, Second Edition*, vol. 1. 2000.
- [11] R. Bousseljot and D. Kreiseler, "Telemetric ECG evaluation using einthoven-leads," *Comput. Cardiol. 2005*, pp. 57–60, 2005.
- [12] B. Wedro, "Pediatric Vital Signs," 2015. [Online]. Available: http://www.emedicinehealth.com/pediatric_vital_signs/article_em.htm.

- [13] S. Ye, F. Zhou, H. Chen, H. Yan, and Y. Li, "Non-Invasive Method and Experimental Study for Measurement of Oxygen Saturation Rate in Wide Range," *Bioinforma. Biomed. Eng. 2008. ICBBE 2008. 2nd Int. Conf.*, pp. 733–6, 2008.
- [14] J. Karki, "Analysis of the Sallen-Key Architecture Application Report," no. July, pp. 1–14, 1999.
- [15] R. E. Thomas, A. J. Rosa, and G. J. Toussaint, *The Analysis & Design of Linear Circuits*. 2012.
- [16] T. Kugelstadt, "Active Filter Design Techniques," *Op Amps Everyone*, pp. 16–64, 2008.
- [17] H. Zumbahlen, "Multiple Feedback Filters."
- [18] S. Butterworth, "On the theory of filter amplifiers," *Experimental Wireless and the Wireless Engineer*, vol. 7. pp. 536–541, 1930.
- [19] B. Carter, "Filter Design in Thirty Seconds," *High Perform. Analog*, vol. SLOA093, no. December, pp. 1–14, 2001.

Anexo - A

Módulos básicos con op-amps

A continuación se muestra las configuraciones más clásicas utilizadas con op-amps.

Inversor

Un inversor tiene como objetivo, tal como dice su nombre, de invertir la señal de entrada, agregando una componente de ganancia dadas las resistencias utilizadas. La Figura 50 muestra esta configuración.[15]

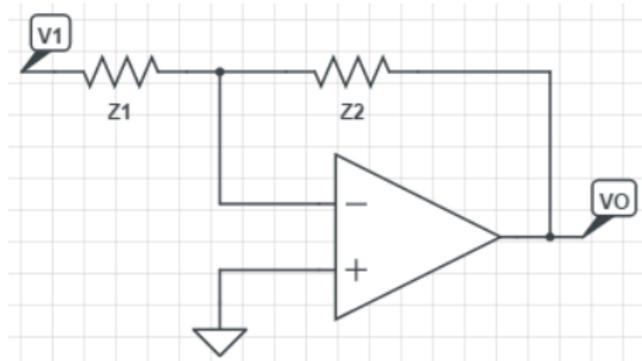


Figura 50: Configuración inversor.

La ganancia del inversor sigue la ecuación:

$$K = -\frac{Z_2}{Z_1} \quad (28)$$

No inversor

Es igual al inversor, pero en vez de poner la fuente en la resistencia de entrada al terminal inversor, se coloca en el terminal no inversor, y la resistencia del terminal inversor va a tierra. En la Figura 51 se aprecia esta configuración.[15]

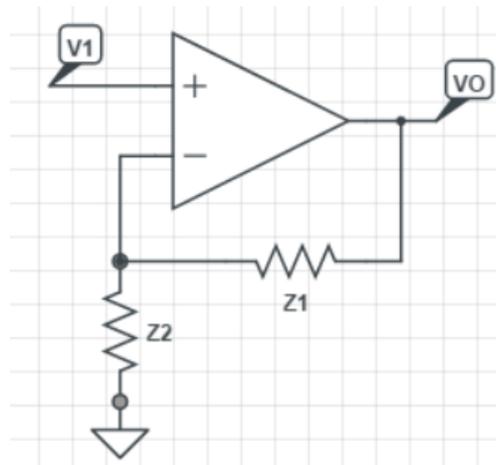


Figura 51: Configuración no inversor.

Su ganancia sigue la ecuación:

$$K = \frac{Z_1 + Z_2}{Z_2} \quad (29)$$

Sumador

La configuración de sumador tiene como objetivo sumar dos señales entrantes en el op-amp, las cuales van ponderadas por una ganancia determinada por las resistencias en las entradas de ambas señales, así como también por la resistencia entre la entrada inversora y la salida. La Figura 52 muestra el diagrama de esta configuración [15].

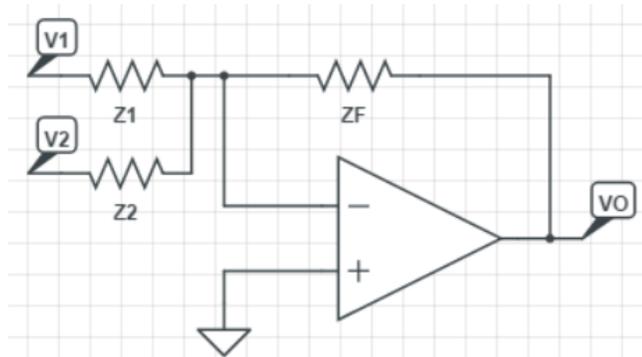


Figura 52: Configuración sumador.

Las ganancias vistas en las ecuaciones 30 y 31 muestran la ponderación de los voltajes de entrada V_1 y V_2 , respectivamente.

$$K_1 = -\frac{Z_F}{Z_1} \quad (30)$$

$$K_2 = -\frac{Z_F}{Z_2} \quad (31)$$

Restador

La función del restador, tal como dice su nombre, es restar un ponderado de cada señal entrante, dependiendo de las resistencias que se utilicen. La Figura 53 muestra el diagrama de esta configuración.

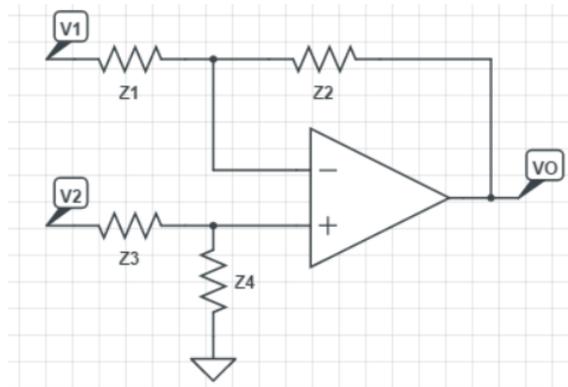


Figura 53: Configuración restador.

Los coeficientes K_1 y K_2 , que ponderan las señales entrantes V_1 y V_2 respectivamente, siguen las ecuaciones 32 y 33.

$$K_1 = -\frac{Z_2}{Z_1} \quad (32)$$

$$K_2 = \left(\frac{Z_1 + Z_2}{Z_1}\right) \left(\frac{Z_4}{Z_3 + Z_4}\right) \quad (33)$$

Integrador

El integrador está compuesto por una resistencia desde la entrada hacia la entrada inversora del op-amp, y un condensador desde la entrada inversora hacia la salida. Tiene como objetivo integrar la señal entrante, ponderando la señal por una ganancia K . La Figura 54 muestra esta configuración, mientras que la ganancia K sigue la ecuación 34.

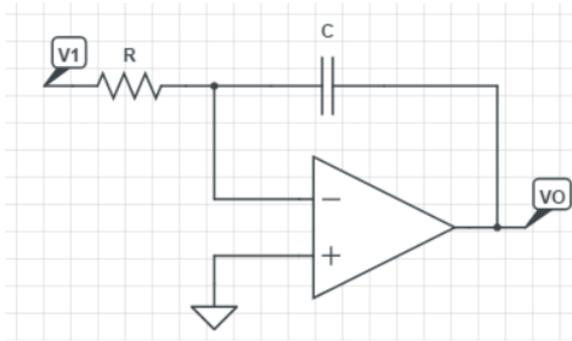


Figura 54: Configuración integrador.

$$K = -\frac{1}{RC} \quad (34)$$

Diferenciador

Esta configuración hace lo opuesto al integrador (como su nombre lo indica), lo cual se logra invirtiendo la resistencia con el condensador. La Figura 55 muestra esta configuración, y la ecuación 35 muestra la ganancia K .

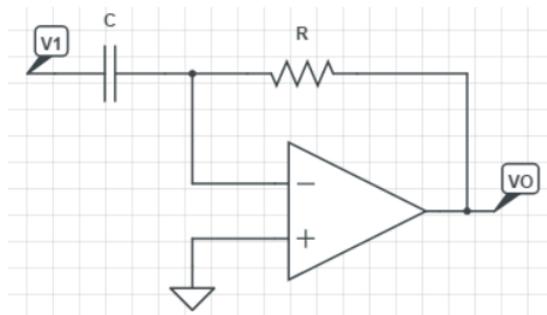


Figura 55: Configuración diferenciador.

$$K = -RC \quad (35)$$

Anexo - B

En el presente anexo se adjunta los datasheets de los circuitos integrados utilizados, los cuales son el AD620, LMC7660 y LM358.



Low Cost, Low Power Instrumentation Amplifier

AD620

- FEATURES**
EASY TO USE
 Gain Set with One External Resistor
 (Gain Range 1 to 1000)
 Wide Power Supply Range (± 2.3 V to ± 18 V)
 Higher Performance than Three Op Amp IA Designs Available in 8-Lead DIP and SOIC Packaging
 Low Power, 1.3 mA max Supply Current
- EXCELLENT DC PERFORMANCE ("B GRADE")**
 50 μ V max, Input Offset Voltage
 0.6 μ V/ $^{\circ}$ C max, Input Offset Drift
 1.0 nA max, Input Bias Current
 100 dB min Common-Mode Rejection Ratio (G = 10)

- LOW NOISE**
 9 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$, @ 1 kHz, Input Voltage Noise
 0.28 μ V p-p Noise (0.1 Hz to 10 Hz)

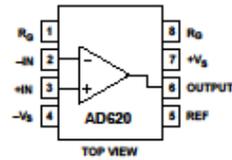
- EXCELLENT AC SPECIFICATIONS**
 120 kHz Bandwidth (G = 100)
 15 μ s Settling Time to 0.01%

- APPLICATIONS**
 Weigh Scales
 ECG and Medical Instrumentation
 Transducer Interface
 Data Acquisition Systems
 Industrial Process Controls
 Battery Powered and Portable Equipment

PRODUCT DESCRIPTION
 The AD620 is a low cost, high accuracy instrumentation amplifier that requires only one external resistor to set gains of 1 to

CONNECTION DIAGRAM

8-Lead Plastic Mini-DIP (N), Cerdip (Q) and SOIC (R) Packages



1000. Furthermore, the AD620 features 8-lead SOIC and DIP packaging that is smaller than discrete designs, and offers lower power (only 1.3 mA max supply current), making it a good fit for battery powered, portable (or remote) applications.

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

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

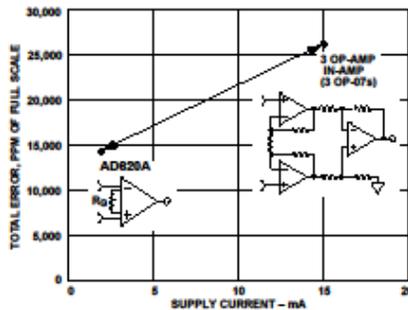


Figure 1. Three Op Amp IA Designs vs. AD620

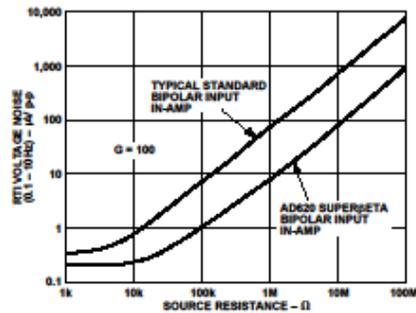


Figure 2. Total Voltage Noise vs. Source Resistance

REV. E

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
 Tel: 781/329-4700 World Wide Web Site: <http://www.analog.com>
 Fax: 781/326-8703 © Analog Devices, Inc., 1999

LMC7660 Switched Capacitor Voltage Converter

 Check for Samples: [LMC7660](#)

FEATURES

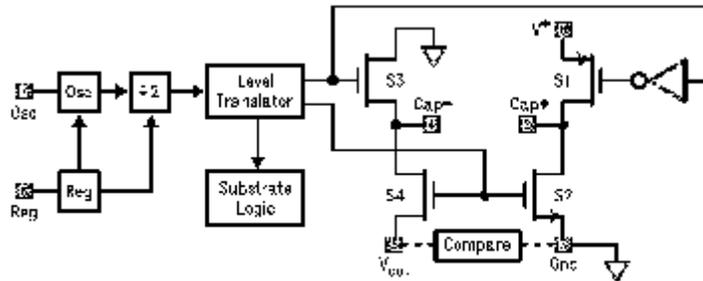
- Operation Over Full Temperature and Voltage Range without an External Diode
- Low Supply Current, 200 μ A Max
- Pin-for-pin Replacement for the 7660
- Wide Operating Range 1.5V to 10V
- 97% Voltage Conversion Efficiency
- 95% Power Conversion Efficiency
- Easy to Use, Only 2 External Components
- Extended Temperature Range

DESCRIPTION

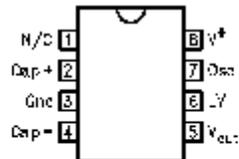
The LMC7660 is a CMOS voltage converter capable of converting a positive voltage in the range of +1.5V to +10V to the corresponding negative voltage of -1.5V to -10V. The LMC7660 is a pin-for-pin replacement for the industry-standard 7660. The converter features: operation over full temperature and voltage range without need for an external diode, low quiescent current, and high power efficiency.

The LMC7660 uses its built-in oscillator to switch 4 power MOS switches and charge two inexpensive electrolytic capacitors.

Block Diagram



Pin Configuration



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

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

Copyright © 1997–2013, Texas Instruments Incorporated

LM158/LM258/LM358/LM2904 Low Power Dual Operational Amplifiers

General Description

The LM158 series consists of two independent, high gain, internally frequency compensated operational amplifiers which were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage.

Application areas include transducer amplifiers, dc gain blocks and all the conventional op amp circuits which now can be more easily implemented in single power supply systems. For example, the LM158 series can be directly operated off of the standard +5V power supply voltage which is used in digital systems and will easily provide the required interface electronics without requiring the additional $\pm 15V$ power supplies.

The LM358 and LM2904 are available in a chip sized package (8-Bump micro SMD) using National's micro SMD package technology.

Unique Characteristics

- In the linear mode the input common-mode voltage range includes ground and the output voltage can also swing to ground, even though operated from only a single power supply voltage.
- The unity gain cross frequency is temperature compensated.
- The input bias current is also temperature compensated.

Advantages

- Two internally compensated op amps
- Eliminates need for dual supplies
- Allows direct sensing near GND and V_{OUT} also goes to GND
- Compatible with all forms of logic
- Power drain suitable for battery operation

Features

- Available in 8-Bump micro SMD chip sized package, (See AN-1112)
- Internally frequency compensated for unity gain
- Large dc voltage gain: 100 dB
- Wide bandwidth (unity gain): 1 MHz (temperature compensated)
- Wide power supply range:
 - Single supply: 3V to 32V
 - or dual supplies: $\pm 1.5V$ to $\pm 16V$
- Very low supply current drain (500 μA)—essentially independent of supply voltage
- Low input offset voltage: 2 mV
- Input common-mode voltage range includes ground
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Large output voltage swing

Voltage Controlled Oscillator (VCO)

