UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERÍA

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

ANÁLISIS FUNCIONAL DE CIRCUITOS DE ACONDICIONAMIENTO DE LOS SENSORES BIOMÉDICOS (ECG)

INFORME DE SUFICIENCIA

PARA OPTAR EL TÍTULO PROFESIONAL DE:

INGENIERO ELECTRÓNICO

PRESENTADO POR:

EDUARDO ANIBAL PALACIOS LOAYZA

PROMOCIÓN

1989-II

LIMA-PERÚ

2011

ANÁLISIS FUNCIONAL DE CIRCUITOS DE ACONDCIONAMIENTO DE LOS SENSORES BIOMÉDICOS (ECG)

A MIS PADRES PÓSTUMAMENTE

SUMARIO

La onda de electrocardiograma (ecg) es una señal muy débil, es una de los biopotenciales más importantes del cuerpo humano que tiene un rango de amplitud de 0.5 a 5.5 mV y un ancho de banda de 0.1 a 100 hz. Ésta onda representa la situación médica del corazón, el especialista médico puede interpretar el estado del mismo previo análisis del registro de la onda y con su acertado diagnóstico puede salvar una vida.

En vista de ello es necesario acondicionar correctamente la señal, sin errores, sin distorsión, sin ruidos y sin interferencias para su correcto registro visual o posterior procesamiento digital. Los circuitos de acondicionamiento de la onda ecg, motivo de este informe, consta de las siguientes etapas: etapa de la toma de la señal ecg por los electrodos al contacto con la piel del paciente; etapa de preamplificación donde se elimina los voltajes de modo común; etapa de aislamiento, etapa de filtrado donde se atenúan las frecuencias que interfieren con la señal ecg; etapa amplificadora donde se amplifica la señal ecg y la etapa de acondicionamiento dinámico para su respectivo registro o procesamiento.

En este informe se ha simulado los circuitos de acondicionamiento detallando los adecuados componentes electrónicos mediante el software MULTISIM con una onda real dada la importancia de la misma en cada una de las etapas ya mencionadas.

Por otro lado, cabe mencionar que en éste informe se ha simulado la onda real ecg tomando en cuenta los estándares y normas internacionales, detallando los circuitos de acondicionamiento que permiten registrar o visualizar la onda ecg.

ÍNDICE

PRÓLOGO..... 1

CAPÍTULO I
INTRODUCCIÓN..... 2
1.1 Introducción..... 2
1.2 Estructura general de un sistema de medidas..... 3
1.2.1 Sensor biomédico 3
1.2.2 Acondicionamiento de señal..... 3
1.2.3 Visualización de la señal..... 4
1.3 Estructura del informe de suficiencia..... 4

CAPÍTULO II
PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA..... 5
2.1 Introducción..... 5
2.2 Electrocardiograma..... 5
2.2.1 Electrodos... 6
2.2.2 Electrocardiógrafo.... 6
2.2.3 Bloques funcionales de un electrocardiógrafo..... 6
2.3 El corazón..... 7
2.3.1 Morfología cardiaca..... 8
2.3.2 El ciclo cardiaco..... 9
2.3.3 El sistema de conducción..... 9
2.3.4 Activación celular..... 10
2.3.5 Onda ecg..... 12
2.3.5.1 Onda P..... 13
2.3.5.2 Complejo QRS..... 13
2.3.5.3 Onda T..... 13
2.3.5.4 Segmento PR..... 13
2.3.5.5 Segmento ST..... 13
2.4 Tipos de derivaciones..... 13
2.4.1 Derivaciones de plano frontal..... 13
2.4.1.1 Derivaciones bipolares estándares..... 13
2.4.1.2 Derivaciones de las extremidades..... 14
2.4.2 Derivaciones de plano horizontal.... 15
2.4.2.1 Derivaciones precordiales..... 15
2.5 Perturbaciones en las señales ecg..... 16
2.5.1 Fuentes de ruido..... 16
2.5.2 Fuentes de interferencia..... 16
2.6 Modelo de acoplamiento típico capacitivo en el paciente..... 17
2.7 Formulación del problema..... 18

CAPÍTULO III
PROPUESTA DE SOLUCIONES..... 19
3.1 Introducción..... 19
3.2 Etapas de acondicionamiento de la señal ecg..... 20
3.2.1 Sensores biomédicos..... 21
3.2.2 Preamplificación..... 22

3.2.2.1 Acople típico de la red eléctrica en los cables de medida..... 22
3.2.2.2 Acople típico de la red eléctrica en el cuerpo..... 24
3.2.2.3 Análisis de amplificadores para biopotenciales..... 25
3.2.3 Etapa de aislamiento..... 33

3.2.4 Etapa de filtrado..... 37
3.2.4.1 Filtro pasaalto..... 37
3.2.4.2 Filtro pasabajo 40
3.2.4.3 Filtro Notch..... 42
3.2.5 Etapa de amplificación..... 45
3.2.6 Etapa de acondicionamiento de rango dinámico..... 46

CAPÍTULO IV
RESULTADOS..... 48
4.1 Introducción..... 48
4.2 Simulación ecg en los circuitos de acondicionamiento..... 48
4.2.1 Simulación en la etapa preamplificadora..... 48
4.2.2 Simulación en la etapa de los filtros..... 50
4.2.2.1 Filtro pasaalto.....,..... 50
4.2.2.2 Filtro pasabajo..... 52
4.2.2.3 Filtro Notch..... 53
4.2.3 Simulación en el amplificador..... 55
4.2.4 Simulación en el rango dinámico..... 57

CAPÍTULO V
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES..... 60
5.1 Conclusiones..... 60
5.2 Recomendaciones..... 60
5.3 Trabajos futuros 61

ANEXOS
ANEXO A..... 62
ANEXO B..... 68

BIBLIOGRAFÍA.....70

PRÓLOGO

El presente informe expone los circuitos de acondicionamiento de los sensores biomédicos (ecg). Dada su importancia de la señal ecg por que en ella está codificada la patología del corazón de un paciente y en vista de ser un biopotencial de orden de los milivoltios, se ha realizado un satisfactorio diseño que permite acondicionar la señal, es decir, la señal captada por los electrodos será ampliada, filtrada y amplificada para su correcto registro. También debemos mencionar que los circuitos han sido simulados por el software MULTISIM en forma satisfactoria.

Este informe consta de cinco capítulos y cada capítulo contiene:

Capitulo I consta de la introducción del informe, se menciona lo que se va realizar en cada capítulo posterior, mostrando el orden lógico para desarrollar el informe total.

Capítulo II se muestra los fundamentos fisiológicos del corazón, se explica la onda ecg, se describen las diferentes derivaciones para capturar la señal biomédica; se mencionan las fuentes de ruido e interferencia que contaminan la señal ecg; se explica el modelo de acoplamiento típico capacitivo del paciente y por último se menciona el problema a resolver.

Capítulo III se aborda las soluciones más convenientes para la eliminación de ruidos e interferencias que perturban la señal ecg. Se detalla las diferentes etapas de acondicionamiento a saber: etapa preamplificadora, etapa de aislamiento, etapa del filtrado, etapa amplificadora y por último la etapa de acondicionamiento dinámico.

Capítulo IV se muestran los resultados obtenidos por la simulación de los circuitos de acondicionamiento con una onda real ecg.

Capítulo V se aborda las conclusiones y se menciona el trabajo a futuro para mejorar los costos y reducción del hardware.

CAPÍTULO I
INTRODUCCIÓN

1.1 Introducción

La electrónica tiene muchas aplicaciones en nuestra vida diaria, evolucionando constantemente con la ayuda de la física y las matemáticas, mejorando la calidad de vida de las personas con sus diversas aplicaciones, entre ellas, una aplicación importante de la electrónica es en el campo de la salud. El cuerpo humano necesita de los cuidados del especialista médico, que a través de las medidas de parámetros fisiológicos (presión, temperatura, latidos del corazón, etc.) puede determinar con exactitud la situación médica del mismo. Para este propósito la obtención de información tiene que ser la correcta, sin errores, sin interferencias, sin ruidos. La ingeniería Biomédica está encaminada a este aspecto, ya que se encarga de la resolución de problemas de la biología y la medicina con metodologías y tecnologías de la ingeniería.

En este panorama se requiere la interacción entre la medicina convencional y la ingeniería; la investigación médica y biológica exige actualmente la utilización de recursos físicos y matemáticos que han estado tradicionalmente fuera del ambiente de la medicina [2]. Cabe mencionar que la instrumentación clínica y de investigación se hace cada día más sofisticada a tal punto que el profesional médico se encuentra rodeado de aparatos y equipos cuyo fundamento no tiene porqué conocer en profundidad y que casi siempre han sido diseñados por ingenieros no implicados directamente en el ambiente médico.

El diseño de la instrumentación electrónica para aplicaciones médicas debe ser realizado por ingenieros impuestos, al menos a nivel básico, en ciertas disciplinas médicas y biológicas con experiencia en el ámbito hospitalario, ya que, si éste trabajo se desarrolla con una mentalidad unilateral, se corre el riesgo de crear instrumentos inadecuados y difícil de manipular para el usuario final. En esta situación el problema de utilización tiene su origen en propio diseñador. En ese sentido y por la importancia de la señal ecg (electrocardiograma) que se define como una señal biomédica analógica que muestra la dirección y magnitud de las señales eléctricas producidas por el corazón, se hará un análisis de los circuitos de acondicionamiento de señal ecg, en sus diferentes

etapas: preamplificación, aislamiento, filtrado amplificación y acondicionamiento de rango dinámico de la señal ecg.

Los circuitos de acondicionamiento de señales ecg son muy importantes en un sistema de medida, ya que su diseño tiene la tarea de tomar la señal de un sensor y llevarla sin distorsión y lo mas fidedigna posible a un registro. Se sabe que la magnitud de la señal ecg se encuentra entre 0,5 a 5,5mV y que viene contaminada de ruidos e interferencias cuyas magnitudes sobrepasan a la señal de interés, en vista de ello, los circuitos de acondicionamiento tienen la función de eliminar y/o atenuar toda señal ajena a la onda ecg.

Es necesario mencionar que las formas, tamaño, separación y uniformidad de una onda ecg determinan ciertas patologías del corazón y que en vista ello el profesional médico debe detectarlas a tiempo para tomar una decisión acertada y curar al paciente.

1.2 Estructura general de un sistema de medida biomédico

Un sistema de medidas suele estar formado por tres componentes básicos [4]:

1.2.1 Sensor biomédico: Al sensor también se le puede definir con un significado más extenso: la amplificación de los sentidos para adquirir un conocimiento de las cantidades físicas, que por su naturaleza o tamaño, no pueden ser percibidas directamente por los sentidos. En el caso de éste informe nos referiremos a los sensores biomédicos que son usadas en forma rutinaria en la medicina y en el campo de la investigación biológica cuya finalidad es la de medir una gran variedad de variables fisiológicas. El desarrollo de los sensores biomédicos es el de mayor crecimiento en la industria médica y está impulsada por dos tendencias: el deseo del paciente y del médico para hacer diagnósticos en forma instantánea.

1.2.2 Acondicionamiento de señal: Las señales biomédicas son generalmente de pequeña amplitud y suelen estar contaminadas con interferencias (redes eléctricas de 60 Hz). Es por ello que han de ser amplificadas hasta niveles adecuados para su tratamiento o registro. Los amplificadores utilizados en esta etapa son siempre de características muy especiales, toda vez que han de ser capaces de elevar adecuadamente la amplitud de la señal de interés y rechazar simultáneamente las señales no deseadas. Es frecuente que los niveles de interferencia sean de varios órdenes de magnitud superiores a los de las señales biomédicas de interés por ejemplo una señal electrocardiográfica de 1 mV puede estar mezclada con una señal de interferencia de 60 Hz de varios voltios; por lo que se hace imprescindible acondicionar la señal con etapa de pre amplificación (alto rechazo al modo común y alta impedancia de entrada), etapa de filtrado, teniendo en cuenta el rango de frecuencia de la señal. La mayoría de textos coinciden en que la mayor parte de la energía se concentra en un rango limitado (0.1 a 100 Hz) por lo que componentes

adicionales en frecuencia mayores sólo distorsionaran la señal y deberán ser filtrados.

1.2.3 Visualización de la señal: este bloque está constituido de un elemento que puede ser gráfico o numérico, continuo o temporal, en forma visiva o con indicadores acústicos que representa los resultados de la medida.

1.3 Estructura del informe de Informe de Suficiencia

En este informe estudiaremos y analizaremos la instrumentación electrónica de los circuitos de acondicionamiento de señales biomédicas referidos a un electrocardiograma (ECG) que es un dispositivo gráfico de los potenciales eléctricos generados en el corazón durante el ciclo cardiaco y describiremos los elementos de interferencia y sus procedimientos para su atenuación.

Este informe está dividido en 5 capítulos:

Capítulo I se presenta la introducción del informe.

Capítulo II abordaremos brevemente del fundamento fisiológico, describiremos la forma de onda eléctrica que emite el corazón, elegiremos una de las derivaciones bipolares de las extremidades que se utiliza para adquirir la señal ECG, mencionaremos los principales ruidos e interferencias y formularemos el problema a resolver: ruidos e interferencias que influencia a la señal de interés.

Capítulo III se presenta las soluciones más convenientes para eliminar y/o atenuar los ruidos e interferencias que se presentan al adquirir la señal ECG. En éste capítulo se explicara el acondicionamiento de la señal en varias etapas: etapa del sensado; etapa de pre-amplificación; etapa de aislamiento; etapa del filtrado que consta de un filtro pasa alto, filtro pasa bajo y filtro rechaza banda; etapa amplificadora; etapa de acondicionamiento dinámico para su registro visual. Así también se presenta recomendaciones para evitar ruidos por artefactos de movimiento (vibraciones o movimientos del paciente).

Capítulo IV se describen los resultados de simulación de los circuitos electrónicos usando la herramienta de software MULTISIM, simulándose las diferentes etapas de acondicionamiento de la señal ecg. Con la finalidad de atenuar la presencia de ruidos e interferencias, se describen y analizan los filtros analógicos, sus adecuadas ganancias, sus adecuados componentes de resistencias y condensadores.

Capítulo V aborda las conclusiones y recomendaciones en el diseño de los circuitos de acondicionamiento de señal para evitar que la misma se distorsione y no se pierda la información contenida en ella y por lo tanto, su fidelidad permita que un especialista médico pueda diagnosticar sin errores.

CAPITULO II
PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

2.1 Introducción

El electrocardiograma es un procedimiento de diagnóstico médico de valiosa ayuda para el especialista de la salud. La facilidad de su realización, la ausencia de efectos secundarios por tratarse de un procedimiento no invasivo y su fiabilidad en el diagnóstico de patologías cardiacas hacen de él una de las pruebas complementarias más utilizadas para verificar el correcto funcionamiento del corazón a través del registro de su actividad eléctrica.

El aparato encargado de detectar esta actividad eléctrica y de registrar los datos obtenidos es el electrocardiógrafo, equipo electrónico de medida cuya función básica es censar y acondicionar la señal para su visualización o registro.

En el corazón, el estímulo cardiaco es transmitido mediante una diferencia de potencial debido a un equilibrio electrolítico a uno y otro lado de la membrana de las células del miocardio. En otras palabras el electrocardiógrafo se encarga de registrar dichos estímulos, que son variaciones eléctricas.

En este capítulo se enunciará el problema a resolver, pero previamente se definirá lo que es un electrocardiograma (ecg); también se describirá el uso del electrodo; características principales de un electrocardiógrafo y en resumen sus requerimientos para su buen desempeño; se explicará la fisiología del corazón y sus potenciales producidos por el mismo, así como también las diferentes derivaciones existentes que permiten capturar la señal ecg, donde se obtendrá un patrón característico de variación de voltaje, se mencionará los ruidos e interferencia que contaminan la señal ecg y se mostrará un modelo de acoplamiento típico capacitivo del paciente donde se analiza la magnitud de voltios a que está sometido un paciente.

2.2 Electrocardiograma

El electrocardiograma (ecg) es el registro gráfico en función del tiempo de las variaciones de potencial eléctrico generadas por el conjunto de células cardiacas y

recogidas en la superficie corporal. Las variaciones de potencial eléctrico durante el ciclo cardiaco producen las ondas características del ECG. La formación del impulso y su conducción generan corrientes eléctricas débiles que se diseminan por todo el cuerpo y que mediante el uso de electrodos colocados en la piel (usualmente posicionados en los brazos, piernas y en el pecho) permiten el estudio electrofisiológico del corazón [5].

2.2.1 Electrodos

Son los elementos vitales para un buen registro de las actividades eléctricas generadas por el cuerpo humano que está en contacto con la piel del sujeto bajo estudio. Estos dispositivos convierten los potenciales iónicos producidos por la actividad cardiaca en potenciales eléctricos, que luego pueden ser transmitidos a lo largo de conductores para posteriormente ser procesados mediante instrumentación electrónica [1].

Los electrodos usualmente utilizados en la industria médica son los electrodos de plata (Ag-AgCl). Este tipo de electrodo está formado por una base de papel adhesivo sobre el cual se encuentra un botón de plata recubierto por una película de cloruro de plata. Una porción de gel conductora sobre el botón, permite un contacto continuo de la piel con el electrodo.

2.2.2 Electrocardiógrafo

Es un instrumento electrónico que permite registrar la actividad eléctrica del corazón a partir de un conjunto de electrodos sobre la piel de un paciente. Debido a que la corriente fluye en múltiples direcciones del músculo cardiaco, éste aparato obtiene la resultante de todos estos vectores mediante los sensores biomédicos. Un electrodo sobre la piel está conectado a otro electrodo a través del electrocardiógrafo, un galvanómetro mide la corriente que pasa por el aparato y es el responsable directo del registro electrocardiográfico [6].

A causa de que el electrocardiógrafo es ampliamente usado como una herramienta de diagnóstico y debido a que existen diversos fabricantes de este instrumento, su estandarización es necesaria. Los requerimientos de estandarización han sido desarrollados por años y han sido asumidos en forma voluntaria por los fabricantes.

2.2.3 Bloques Funcionales de un electrocardiógrafo

Para entender la operación general del electrocardiógrafo es necesario hacerlo por bloques separadamente.

a) Circuito de Protección: Este circuito incluye dispositivos de protección de manera que altos voltajes que pueden aparecer a través de la entrada del electrocardiógrafo no dañen al equipo.

b) Selector de derivación: Cada electrodo conectado al paciente se une al selector del electrocardiógrafo. La función de éste bloque es determinar que electrodos son

necesarios para una derivación particular y conectar al resto del circuito. En modo automático, cada derivación es registrada por un tiempo corto de 10 segundos.

c) Calibración de señal: una señal de 1mV es introducido al electrocardiógrafo por cada canal.

d) Preamplificador: Esta etapa realiza la amplificación inicial del ecg; consta de una alta impedancia y un alto relación de rechazo al modo común (CMRR).

e) Circuito de aislamiento: El circuito de este bloque contiene una barrera al paso de corriente de la red eléctrica de 60 Hz. Por ejemplo, si el paciente hace contacto con una línea de 220V, ésta barrera debería prevenir corrientes peligrosas en el paciente.

f) Circuito de pierna derecha: Este circuito provee un punto de referencia en el paciente que normalmente esta a potencial de tierra. Esta conexión es hecha por un electrodo sobre la pierna derecha del paciente.

g) Amplificación: El circuito de este bloque amplifica la señal ecg a un nivel que puede ser grabado o registrado apropiadamente. Esta etapa controla el zero-offset que es usado para posicionar la señal en el registro.

h) Memoria del sistema: Muchos de los electrocardiógrafos modernos almacenan electrocardiogramas en su memoria. La señal primero es digitalizada por un convertidor análogo-digital (ADC) y luego muestreada para cada derivación y almacenada en memoria.

i) Microcontrolador: Controla la operación general del electrocardiógrafo. El operador puede seleccionar varios modos de operación invocando un programa particular. El microordenador en algunas máquinas puede desarrollar un análisis preliminar del electrocardiograma para determinar la frecuencia cardiaca, reconocer algunos tipos de arritmia, calcular los ejes de las diversas características del electrocardiograma y determinar intervalos entre estas características.

j) Registro e Impresión: Este bloque proporciona una copia impresa de la señal ecg registrada.

2.3 El Corazón

Es el órgano principal del aparato circulatorio está compuesto esencialmente por tejido muscular (miocardio) y en menor proporción por tejido conectivo y fibroso (tejido de sostén de válvulas)

Es un órgano muscular hueco que recibe sangre de las venas y la impulsa hacia las arterias. El corazón humano tiene el tamaño aproximado de un puño. Se localiza por detrás de la parte inferior del esternón, y se extiende hacia la izquierda de la línea media del cuerpo. Es de forma más o menos cónica, con la base dirigida hacia arriba, hacia el lado derecho y ligeramente hacia atrás; la punta está en contacto con la pared del tórax

en el quinto espacio intercostal. Se mantiene en esta posición gracias a su unión a las grandes venas y arterias, y a estar incluido en el pericardio, que es un saco de pared doble con una capa que envuelve al corazón y otra que se une al esternón, al diafragma y a las membranas del tórax.

2.3.1 Morfología Cardiaca

El corazón se encuentra dividido en cuatro cavidades: dos derechas y dos izquierdas, separadas por un tabique medial, las dos cavidades superiores son llamadas aurículas y las dos cavidades inferiores se denominan ventrículos. La aurícula y el ventrículo derecho forman lo que clásicamente se denomina el corazón derecho, recibe la sangre que proviene de todo el cuerpo a través de las venas cavas superior e inferior, como ilustrado en la Figura 2.1. Esta sangre con bajo contenido de oxígeno llega al ventrículo derecho desde donde es enviada a la circulación pulmonar a través de la arteria pulmonar. La aurícula y el ventrículo izquierdo forman el llamado corazón izquierdo, recibe la sangre de la circulación pulmonar, que desemboca a través de las cuatro venas pulmonares a la porción superior de la aurícula izquierda. Esta sangre es oxigenada y proviene de los pulmones. El ventrículo izquierdo la envía por la arteria aorta para distribuirla por todo el organismo.

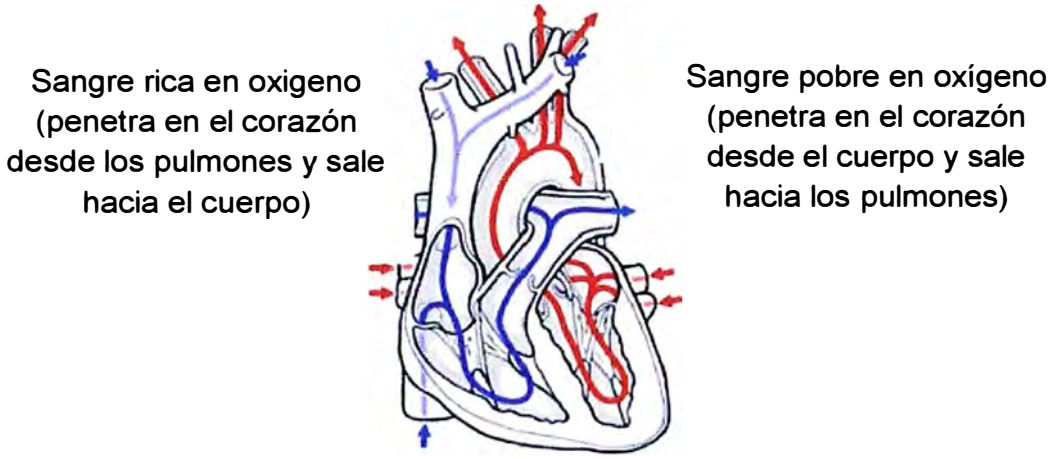


Figura 2.1 FUNCIONAMIENTO DEL CORAZÓN.

Las válvulas cardiacas son las estructuras que separan unas cavidades de otras, evitando que exista retroceso de flujo. Están ubicadas en torno a los orificios aurículo-ventriculares entre los ventrículos y las arterias de salida tal como se observa en la Figura 2.2 y son las siguientes:

- La válvula tricúspide separa la aurícula derecha del ventrículo derecho.
- La válvula mitral: separa la aurícula izquierda del ventrículo izquierdo.
- La válvula pulmonar: separa el ventrículo derecho de la arteria pulmonar.
- La válvula pulmonar: separa el ventrículo izquierdo de la arteria aorta.

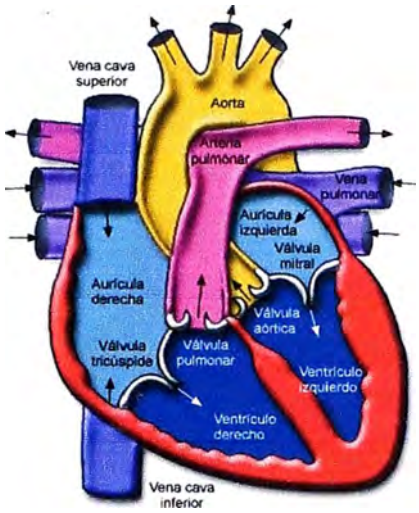


Figura 2.2 CAVIDADES Y VÁLVULAS CARDIACAS.

2.3.2 El ciclo cardiaco

Un ciclo cardiaco consiste en un solo latido, cuando el corazón se llena de sangre y luego se contrae para enviar ésta al resto del cuerpo.

2.3.3 Sistema de Conducción

El corazón es controlado por el sistema nervioso autónomo en donde las neuronas autónomas solamente incrementan o disminuyen el tiempo que toma un ciclo cardiaco completo más no el inicio de la contracción, es decir, la contracción y relajación no dependen de un estímulo directo del sistema nervioso. A diferencia del resto de los músculos del organismo, que necesitan una orden voluntaria para contraerse, el músculo cardiaco se excita a sí mismo. Las contracciones rítmicas y coordinadas entre aurículas y ventrículos se producen espontáneamente gracias al sistema propio del corazón. A partir del marcapasos natural que actúa como un generador eléctrico, el llamado nodo sinusual, se produce la señal eléctrica. Este marcapaso se encuentra en la parte superior de la aurícula derecha. La corriente aquí generada se transmite a través de las aurículas y desde éstas a los ventrículos por el llamado nodo auriculoventricular (nodo AV), situado en la unión entre las aurículas y los ventrículos. Desde aquí se transmite al ventrículo derecho e izquierdo por las ramas de conducción eléctrica derecha e izquierda llamada haz de Hiz que a la vez se subdividen hasta formar la red que se encarga de transmitir el impulso eléctrico a las células musculares de los ventrículos llamado red de Purkinje las cuales provocan las contracciones de los ventrículos [21]. Los tejidos que forman parte del sistema de conducción son:

El nodo sinoauricular (SA)

El nodo aurículo ventricular (AV)

El haz atrioventricular (haz de Hiz)

Las bifurcaciones del haz y las fibras de Purkinje.

Un nodo del sistema de conducción es una masa compacta de células conductivas.

El nodo sinoauricular (SA) situado en la parte superior de la aurícula derecha también se le denomina marcapasos biológico (ver Figura 2.3).

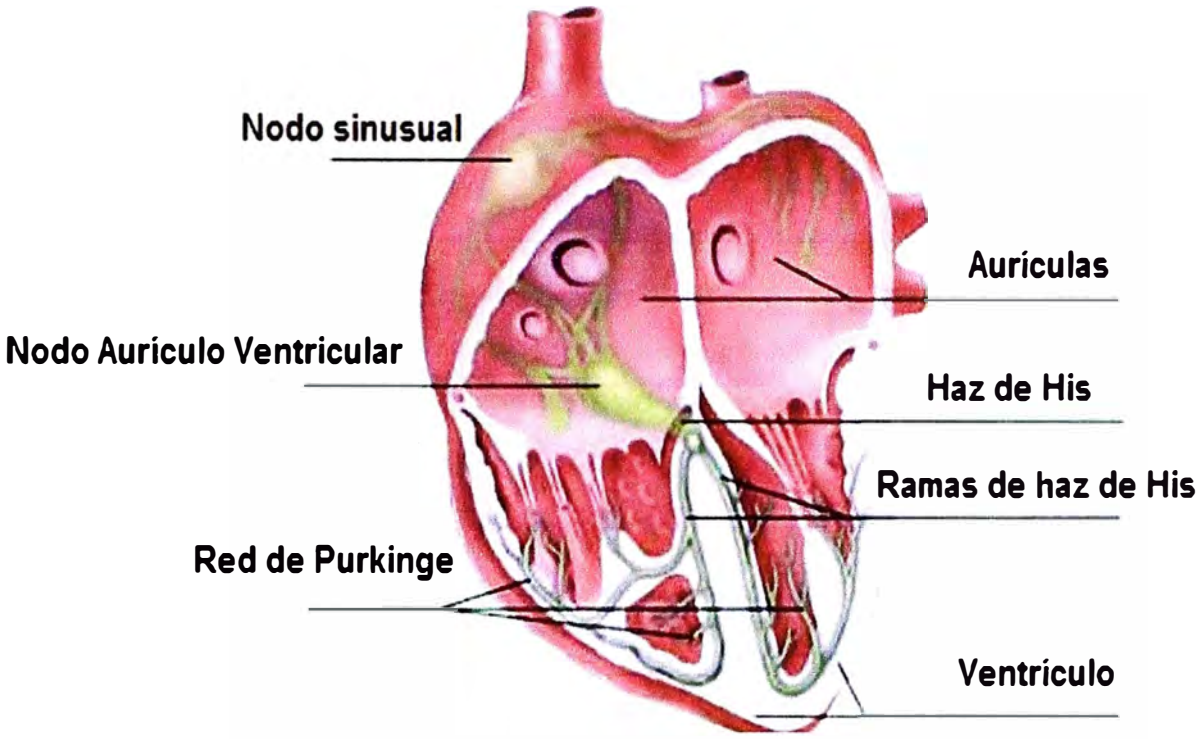


Figura 2.3 Progresión Del Impulso Eléctrico del Corazón [21].

2.3.4 Activación Celular

Si colocamos dos microelectrodos sobre la superficie de una célula muscular en reposo, no se va a registrar potencial eléctrico alguno, es decir, el potencial en estas condiciones será cero. Sin embargo, si uno de los microelectrodos lo introducimos en el interior de la célula se registrará un potencial eléctrico negativo de -90 mV. Éste potencial eléctrico que se registra se llama potencial de reposo de transmembrana y viene determinado por la diferencia que existe en la cantidad de iones de potasio (K) en el interior de la célula con respecto al exterior [7].

Para hallar el potencial E de una célula en estado de reposo que prevalecen los iones de potasio se puede utilizar la ecuación de Nernst y viene dado por la ecuación 2.1 [4]:

$$E = 0{,}0615 \log_{10} \frac{[K]o}{[K]i} \qquad (2.1)$$

Donde $[K]_o$ y $[K]_i$ son las concentraciones de iones en el exterior e interior en moles por litro respectivamente.

Pero una ecuación más precisa considerando los otros iones para hallar el potencial E (voltios) está dada por la ecuación (2.2) por Goldman-Hodykin-Katz (GHK) [4]:

$$E = \frac{RT}{F} \ln \frac{P_K [K]_o + P_{Na} [Na]_o + P_{Cl}[Cl]_i}{P_K [K]_i + P_{Na}[Na]_i + P_{Cl}[Cl]_o} \qquad (2.2)$$

En la ecuación (2.2) *E* es el potencial de equilibrio en la membrana, donde la corriente neta es cero y P_M es el coeficiente de permeabilidad de la membrana para un ión *M*; T es la temperatura en grados Kelvin; *R* es la constante 8,314 Joule/molK; *F* es la constante de Faraday, 96.500 coulomb/mol.

En condiciones normales, la concentración de iones de potasio en el interior de la célula es de 150 mmol/l (milimol por litro) mientras que en el exterior es de 5 mmol/l, es decir, existe un gradiente de 30 a 1. Por otro lado, existe un gradiente inverso de iones de sodio (Na), de manera que la concentración de éste ión en el interior de la célula es de 10 mmol/l y en el exterior es 140 mmol/l [7].

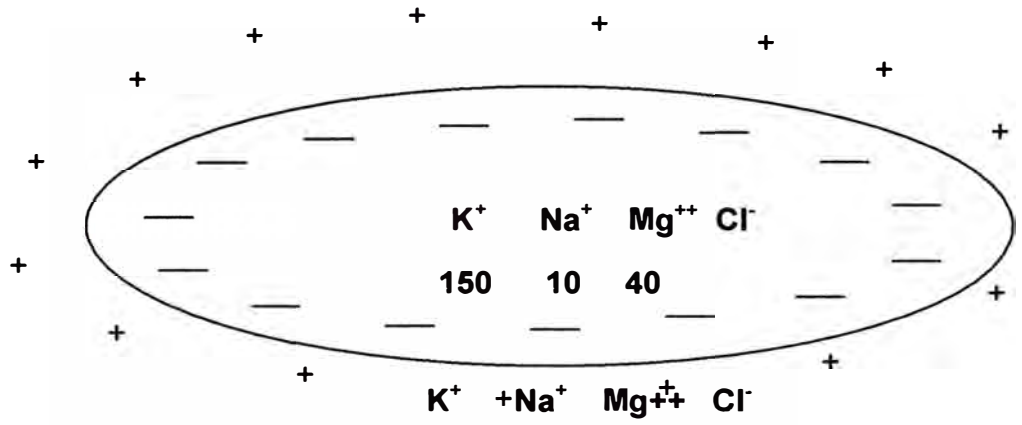


Figura 2.4 La célula en estado de reposo está cargada negativamente (-90mV) debido a la presencia de aniones.

Durante el estado de reposo, la carga eléctrica en el interior de la célula es negativa mientras que en el exterior es positiva. La razón es que en el interior de la célula se encuentra los aniones (ver Figura 2.4). Se dice que una célula está polarizada cuando existe un equilibrio en el número de cargas eléctricas positivas en el exterior y negativas en el interior. Cuando una célula se activa, es decir, que comienza a despolarizarse, se debe a un cambio brusco en la permeabilidad de la membrana celular a los iones de sodio y potasio, de manera que a través de los canales rápidos de sodio se produce una entrada masiva de éste ión al interior de la célula y una salida de ión potasio, provocando la positivación del potencial eléctrico en el interior de la célula. Este aumento del potencial eléctrico tiene lugar hasta un cierto nivel (-60mV), conociéndose este nivel crítico como Potencial Umbral (PU). Cuando se alcanza este nivel crítico, se produce la

despolarización total de la célula cardiaca llegando a un potencial eléctrico de +20 mV y una vez ocurrida éste, tiene lugar a la repolarización. El conjunto de despolarización y repolarización celular provocará una curva conocida como curva del potencial de acción de transmembrana (PAT).

La Figura 2.5 muestra los potenciales de acción típicos de las membranas que forman sistema de conducción y músculos auriculares y ventriculares junto con la correlación de la actividad eléctrica registrada con el ecg.

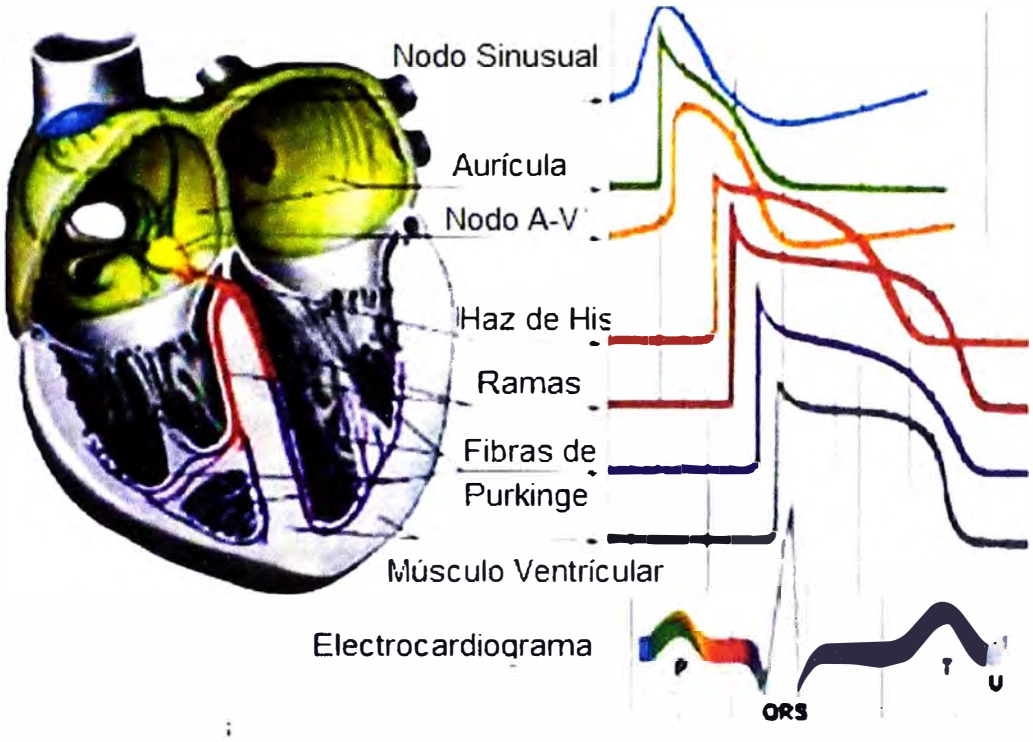


Figura 2.5 Sistema conductivo del corazón y correlación con el ecg [7].

2.3.5 Onda ECG

Durante la relajación y contracción del miocardio aparecen las ondas ECG. Las distancias entre deflexiones se denominan segmentos. Un período del ECG perteneciente a un individuo sano, consiste en una onda P, el complejo QRS, la onda T y la onda U, tal como muestra la Figura 2.6

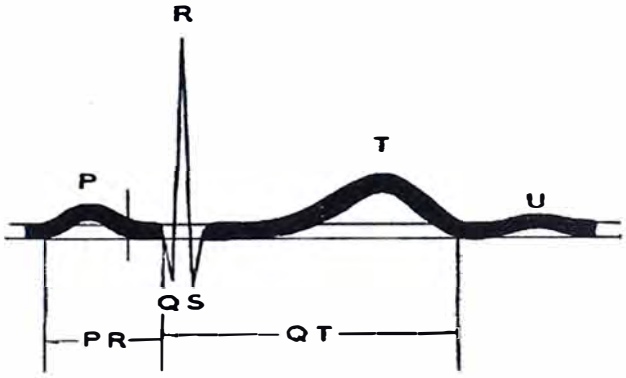


Figura 2.6 Onda típica de una señal ECG

2.3.5.1 Onda P

Es la primera marca identificable en el ecg que corresponde a la llegada de la señal de activación a las aurículas. Su duración es de 0.06 a 0.10 segundos y su voltaje es de 0.25 mV.

2.3.5.2 Complejo QRS

Es la marca más característica de la señal electrocardiográfica que representa la manifestación de la señal de activación a ambos ventrículos. Se define a *Q* como la primera deflexión negativa del complejo ventricular, A la deflexión positiva del complejo ventricular se le denomina *R*. La onda *S* es la deflexión negativa que sigue a la onda *R*. La duración del QRS normal se mide desde el inicio de la onda Q o de la onda R hasta el final de la onda R o S [22].

2.3.5.3 Onda T

La onda T es la repolarización ventricular, ésta es asimétrica.

2.3.5.4 Segmento PR

El segmento *PR* muestra el tiempo que mide la primera activación ventricular y se calcula desde el comienzo de la onda P hasta el inicio de la del complejo QRS. La duración normal es de 0.12 a 0.20 segundos.

2.3.5.5 Segmento ST

El segmento ST corresponde a la fase de repolarización ventricular que comprende el final de la onda S hasta el inicio de la onda T.

2.4 Tipos de derivaciones

2.4.1 Derivaciones del plano frontal

Estas derivaciones son de dos tipos: derivaciones bipolares y monopolares.

2.4.1.1 Derivaciones bipolares estándar.

Estas derivaciones creadas por William Einthoven, registran la diferencia de potencial eléctrico que se produce entre dos puntos. Constan de cuatro electrodos y se ubican de la siguiente forma: uno en el brazo derecho (R del término ingles right: derecho), otro en el izquierdo (L del término inglés left: izquierdo), otro en la pierna izquierda (F del término inglés foot: pie) y, finalmente, otro en la pierna derecha (N, de neutro) que es la toma de tierra. Se denomina derivación DI cuando se registra la diferencia de potencial entre el brazo izquierdo (polo positivo) y el derecho (polo negativo); Derivación DII cuando registra la diferencia de potencial entre el brazo derecho (polo negativo) y la pierna izquierda (polo positivo). La derivación DIII registra la diferencia de potencial que existe entre el brazo izquierdo (polo negativo) y la pierna izquierda (polo positivo) [6]. Las derivaciones se muestran en la Figura 2.7 y también suelen llamarse derivaciones de extremidades.

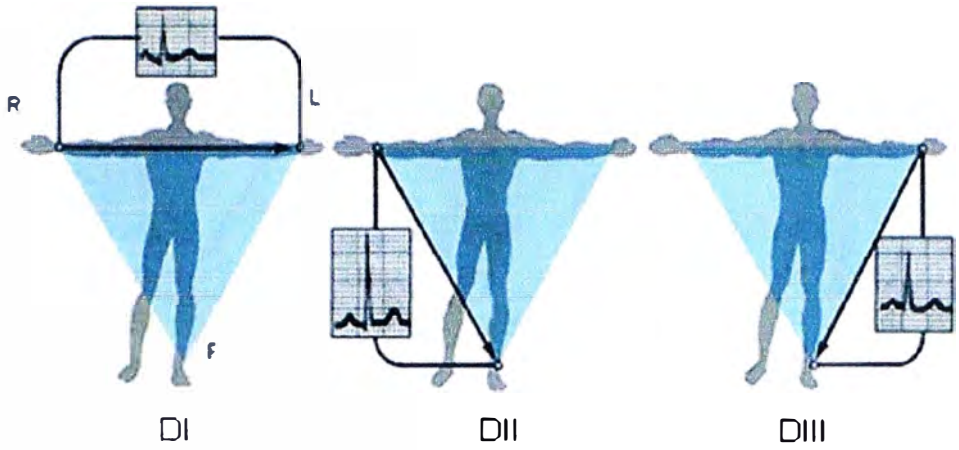


Figura 2.7 DERIVACIONES DE EXTREMIDADES

Einthoven consideró que estas tres derivaciones conformaban entre sí un circuito cerrado por lo que se podría aplicar la ley de Kirchoff, es decir, la suma algebraica de todas las diferencias de potencial en un circuito cerrado es igual a cero, de forma que DI+DII+DIII=0, de donde se deduce que –DII=DI+DIII. Para poder entenderse mejor la morfología del electrocardiograma Einthoven invirtió la polaridad de la derivación DII, de modo que ahora la ecuación, conocida como ley de Einthoven queda de la siguiente forma: DII=DI+DIII. Esta relación debe siempre cumplirse e indica que el electrocardiograma ha sido registrado adecuadamente. Estas tres derivaciones conforman en el tórax un triangulo equilátero, llamado triangulo de Einthoven, en cuyo centro se encuentra el corazón [7].

2.4.1.2 Derivaciones monopolares de las extremidades.

Si bien las derivaciones bipolares registran la diferencia de potencial entre dos puntos, las derivaciones monopolares registran el potencial total en un punto del cuerpo. Este tipo de derivación fue ideado por Frank Wilson y para su registro unió las tres derivaciones del triangulo de Einthoven, cada una a través de una resistencia de 5 KΩ a un punto o central terminal de Wilson donde el potencial eléctrico es cercano a cero. Éste terminal se aproxima a cero, pero no es exactamente igual a cero. Esta central terminal se conectaba a un aparato de registro del que salía el electrodo explorador, el cual toma el potencial absoluto (V) en el brazo derecho (VR), el brazo izquierdo (VL) y la pierna izquierda (VF). Golberger modificó el sistema propuesto por Wilson consiguiendo aumentar así la amplitud de las ondas hasta en un 50%, de aquí que a éstas derivaciones se les llame aVR, aVL y aVF, donde la "a" significa ampliada o aumentada como se muestra en la Figura 2.8 [7]. Las denominaciones VR, VL y VF corresponden a la inicial de la palabra vector y de las palabras inglesas derecha, izquierda y pierna. Es preciso mencionar que con estas derivaciones se determina la posición del corazón.

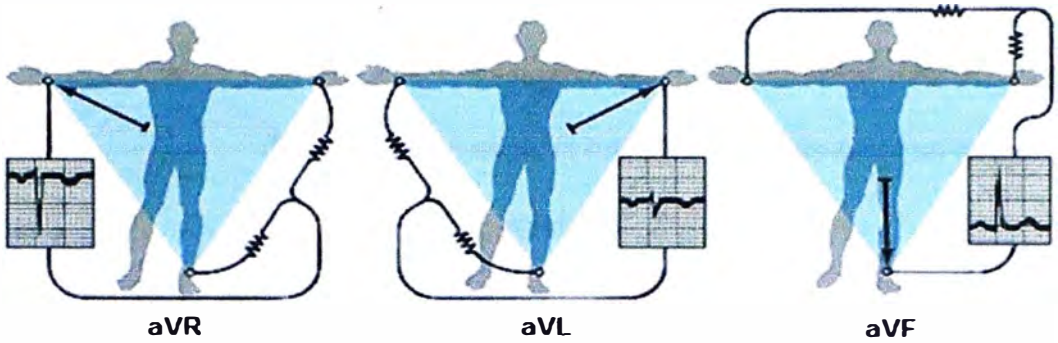


Figura 2.8 DERIVACIONES DE EXTREMIDADES AUMENTADAS

2.4.2 Derivaciones de plano horizontal

2.4.2.1 Derivaciones precordiales monopolares.

Estas derivaciones también se obtienen utilizando el sistema propuesto por Wilson, es decir, uniendo las derivaciones de los miembros a través de resistencias de 5KΩ a una central terminal, de donde sale un electrodo explorador que va a volcarse en el precordio como se observa en la Figura 2.9. Con éstas 6 derivaciones se permiten el registro de potenciales que escapaban a las 6 derivaciones anteriores.

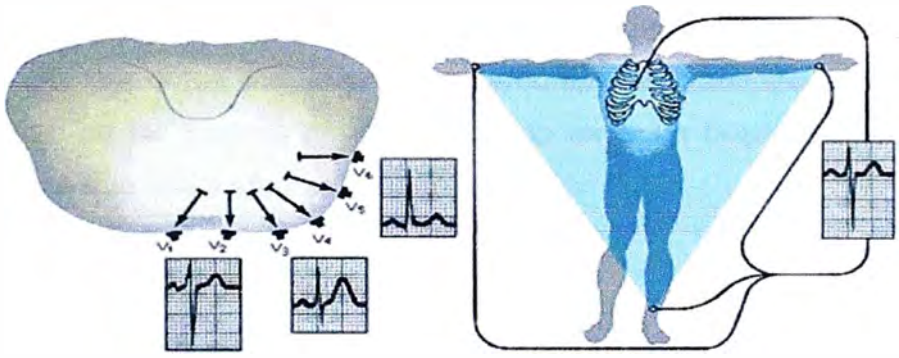


Figura 2.9 DERIVACIONES PRECORDIALES

Las derivaciones precordiales fundamentalmente son seis y se muestra en la Figura 2.10. Estos electrodos que rodean al corazón a manera de un semicírculo se colocan del siguiente modo:

V1: intersección del cuarto espacio intercostal derecho con el borde derecho del esternón.

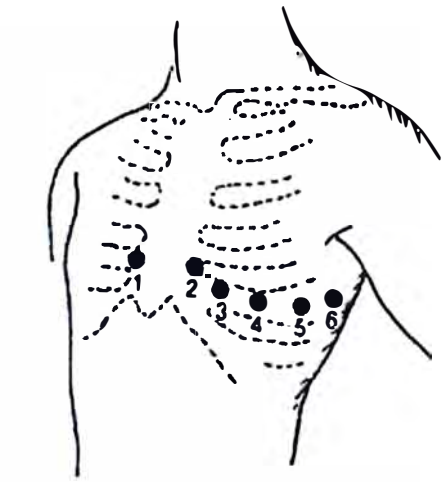
V2: intersección del cuarto espacio intercostal izquierdo con el borde izquierdo del esternón.

V3: a mitad de distancia entre V2 y V4.

V4: intersección del quinto espacio intercostal izquierdo y la línea medioclavicular.

V5: intersección del quinto espacio intercostal izquierdo y la línea axilar anterior.

V6: intersección del quinto espacio intercostal izquierdo y la línea axilar media.



V1 Cuarto espacio intercostal, borde esternal derecho

V2 Cuarto espacio intercostal, borde esternal izquierdo

V3 Punto equidistante entre V2 y V4

V4 Quinto espacio intercostal izquierdo línea medioclavicular

V5 Línea axilar anterior, mismo nivel que V4

V6 Linea medioaxilar, mismo nivel que V4

Figura 2.10 Posición de los electrodos precordiales

2.5 Perturbaciones en las señales ecg

La señal ECG es muy susceptible a ser afectada por diferentes tipos de señales eléctricas, algunas de carácter externo al circuito de medida y otras de carácter interno. A las señales de origen interno ajenas a la señal de interés que son susceptibles de provocar un error en el sistema de medida se le denominará ***ruido*** y a las señales de las mismas características y que son de origen externo se le denominará ***interferencia***. Para eliminar el efecto de las fuentes de error se debe tener un buen entendimiento de las mismas y la forma que éstas afectan la señal a medir.

2.5.1 Fuentes de Ruido:

Las principales fuentes de ruidos son:

La fuente de alimentación: ruido provocado por desequilibrios en el transformador de la fuente de alimentación, acoples capacitivos entre el primario y el secundario y rizado (ripple).

Acoplamiento capacitivo interno entre diferentes componentes propios.

Ruido de componentes: ruido térmico introducido por las resistencias del circuito, ruidos de componentes propios.

Ruido de cuantización: en caso de procesamiento digital de la señal, el cuantizador introduce un error al transformar la señal analógica a una muestra digital.

2.5.2 Fuentes de Interferencia:

Las principales fuentes de interferencia son:

Acoplamiento capacitivo de la red de medida y a electrodos.

Acoplamiento capacitivo de la red al paciente.

Potencial de contacto: aparece una diferencia de potencial entre los electrodos y el paciente, el cual varía si se mueve el electrodo.

Interferencia de campos magnéticos: los cables de adquisición y el paciente forman un circuito de lazo cerrado, que al ser invadidos por un campo magnético, inducirán corrientes parásitas que generarán distorsión en la señal medida.

Potencial bioeléctrico: aparece como consecuencia del movimiento del paciente.

2.6 Modelo de acoplamiento típico capacitivo en el paciente:

En este acápite se muestra un ejemplo como el cuerpo humano ubicado en un ambiente donde existen conductores de la red eléctrica se comporta como un conductor volumétrico y que a pesar de estar separado por aire de la red forma dos condensadores cuyas armaduras son el paciente y los conductores de la red y tierra, cumpliendo el aire el papel de dieléctrico, tal como ilustra la Figura 2.11 [2].

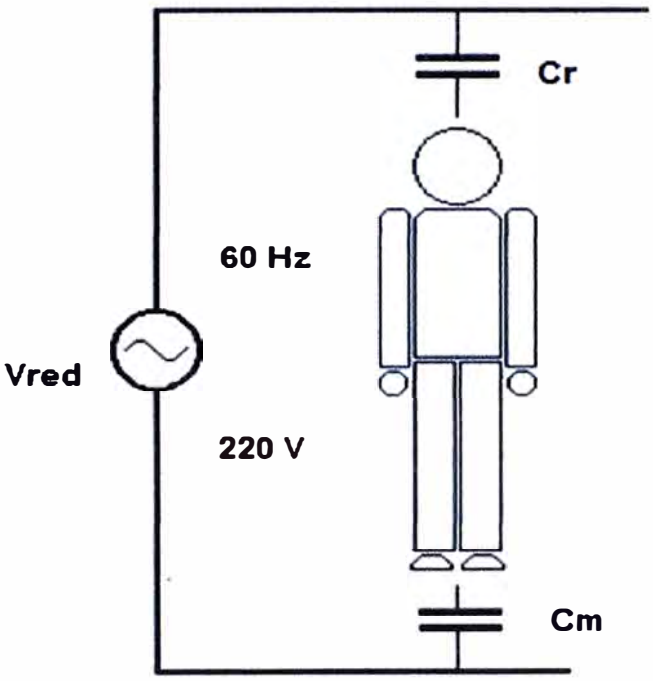


Figura 2.11 Acoplamiento capacitivo de la red con el paciente.

Los condensadores mostrados en la Figura 2.11 no son en absoluto despreciables, dependiendo de la situación y estado del paciente, son los responsables principales de las interferencias eléctricas que acompañan a los registros. Valores típicos de Cr y Cm son 2 pF y 520 pF respectivamente, y son referidos para pacientes en cama con toma a tierra [2]. Para pacientes en cama y sin toma a tierra los valores de Cr y Cm varían a 200 pF y 3,300 pF respectivamente. Estos acoplamientos provocan la circulación de corrientes de desplazamiento i_{db} (0.4 μA para el primer caso y 36.8 μA para el segundo) que originan la aparición de tensiones que interferirán las medidas [2].

Se forma de este modo un divisor de tensión de tal forma que el paciente se encuentre a una tensión con respecto a tierra de:

$$V_{cm} = 2 \times \sqrt{2} \times 220 \frac{\frac{1}{Cm}}{\frac{1}{Cm} + \frac{1}{Cr}} \tag{2.3}$$

En la ecuación (2.3) se ha considerado la tensión pico a pico de la red eléctrica y reemplazando valores se tiene:

$$V_{cm} = 2.38 \text{ V} \tag{2.4}$$

Los niveles de tensión en la señal ecg sobre la piel son aproximadamente de 1 mV y en la ecuación (2.4) se ha obtenido un voltaje del orden de los voltios que es relativamente superior, es notorio que ésta señal de interferencia condiciona el diseño de un amplificador para poder registrar la señal.

2.7 Formulación del Problema

Como se ha presentado en las secciones anteriores, el problema a resolver en éste trabajo consiste en acondicionar la señal biomédica (ecg) en forma eficiente evitando cualquier tipo de distorsión y logrando que la señal obtenida sea una réplica confiable de la señal del corazón; y estudiar la Instrumentación electrónica de los circuitos que permiten la eliminación y/o atenuación de los ruidos e interferencias que se producen al registrar una señal ecg. Es necesario precisar que el medio donde se desenvuelve el hombre está saturado de ruidos eléctricos y electromagnéticos, donde las principales componentes son la presencia de la línea eléctrica (60 Hz) que inducen en el cuerpo señales parásitas de gran magnitud comparadas con la señal ecg. La señal ecg tiene un ancho de banda de 0.05 - 250 Hz con amplitudes de 0.5 a 5.5 mV [4] y que su método de medición es no invasiva ya que los sensores biomédicos toman la señal desde la piel. También en el proceso de adquisición de las señales biomédicas y su acondicionamiento, se tomará en cuenta los requerimientos de un ECG según los estándares de la AAMI (Association for Advancement of Medical Instrumentation) para un correcto funcionamiento del mismo y priorizando la seguridad del paciente. Las normas y estándares relacionadas a éste informe tenemos:

El circuito de acondicionamiento tiene que ser capaz de acondicionar señales de 0,5mV a 5,5mV que tiene en promedio amplitudes normales de ±2mV.

El ancho de banda de la señal ecg es de 0.1 a 100 Hz.

Por seguridad del paciente se debe evitar el contacto con la red eléctrica de parte del paciente exista o no fallos.

Por el cuerpo del paciente no debe circular corrientes mayores a 1 μA.

Alto CMRR (common mode rejection ratio)

CAPITULO III
PROPUESTAS DE SOLUCIONES

3.1 Introducción.

Las enfermedades del corazón son en nuestros días una de las principales causas de muerte. Factores genéticos, hipertensión arterial, diabetes, tabaquismo, tasas altas de colesterol y stress provocan el funcionamiento incorrecto del corazón. La electrocardiografía es un medio clave para el diagnóstico de las enfermedades cardiovasculares, tanto su diseño como su uso correcto son de valiosa ayuda para que el especialista medico pueda emitir su diagnóstico clínico. Sin embargo, las señales biomédicas provenientes del corazón poseen amplitudes relativamente pequeñas y frecuentemente se encuentran contaminadas de ruido y que muchas veces, éstos son superiores al valor de nuestra señal de interés. Por ello es necesario acondicionar la señal, es decir, la señal biomédica antes de ser registrada, será ampliada, filtrada, aislada para que la información contenida en ella no sufra ningún tipo de distorsión y que si existiera alguna patología en el corazón, pueda ser detectada a tiempo y en forma precisa en el registro por la forma de onda del ecg. Los parámetros considerados para analizar la señal electrocardiográfica, normalmente de forma empírica, son el ritmo y su uniformidad, y la presencia, amplitud, forma y separación de las distintas ondas. Las amplitudes están asociadas directamente al estado de las células del miocardio, mientras que los tiempos vienen condicionados por las células nerviosas.

Los circuitos de acondicionamiento para los sensores biomédicos que se analizará en este capítulo, es una de las etapas más importantes en el proceso de adquisición de señales y su análisis permitirán definir procedimientos estándares para el registro de señales con alta exactitud y baja incertidumbre.

Como se ha mencionado anteriormente los potenciales eléctricos cardiacos obtenidos a través de los electrodos sobre la piel del paciente es de orden de 0.5 mV a 5.5 mV y viene acompañada de ruidos e interferencias cuyas magnitudes son relativamente superiores con respecto a la señal de interés y para registrar y procesarla

en forma correcta se verán los requerimientos de los circuitos que preamplifican, amplifican, aislan y filtran la señal ecg.

En este capítulo se detallará las consideraciones de diseño acerca de los circuitos de acondicionamiento de señal, considerándose las etapas de pre-amplificación, aislamiento, filtrado, amplificación y de acondicionamiento dinámico de la señal para su conversión analógica a digital.

3.2 Etapas de Acondicionamiento de la señal ECG.

Para acondicionar la señal ecg es necesario hacerlo por etapas las cuales son:

Etapa de los sensores biomédicos donde se transforman las corrientes iónicas del cuerpo en corrientes eléctricas.

Etapa preamplificadora cuya característica principal es de tener una alta impedancia de entrada y un alto rechazo al modo común.

Etapa de aislamiento con el fin de que no exista conexión eléctrica entre el paciente y la instalación eléctrica.

Etapa de filtrado, donde se detallará los filtros pasa alto, pasa bajo y rechaza banda.

Etapa amplificadora, que puede ser incorporada en la etapa del filtrado.

Etapa de acondicionamiento dinámico de 0 a 5 *V* para su posterior procesamiento digital.

En la Figura 3.1 se ilustran las diferentes etapas de acondicionamiento. Además es necesario precisar que debe existir un sistema de alimentación que tenga dos fuentes completamente aisladas, de manera que el paciente mantenga un aislamiento con la instalación eléctrica por si existieran fallos que puede dañar la salud del paciente.

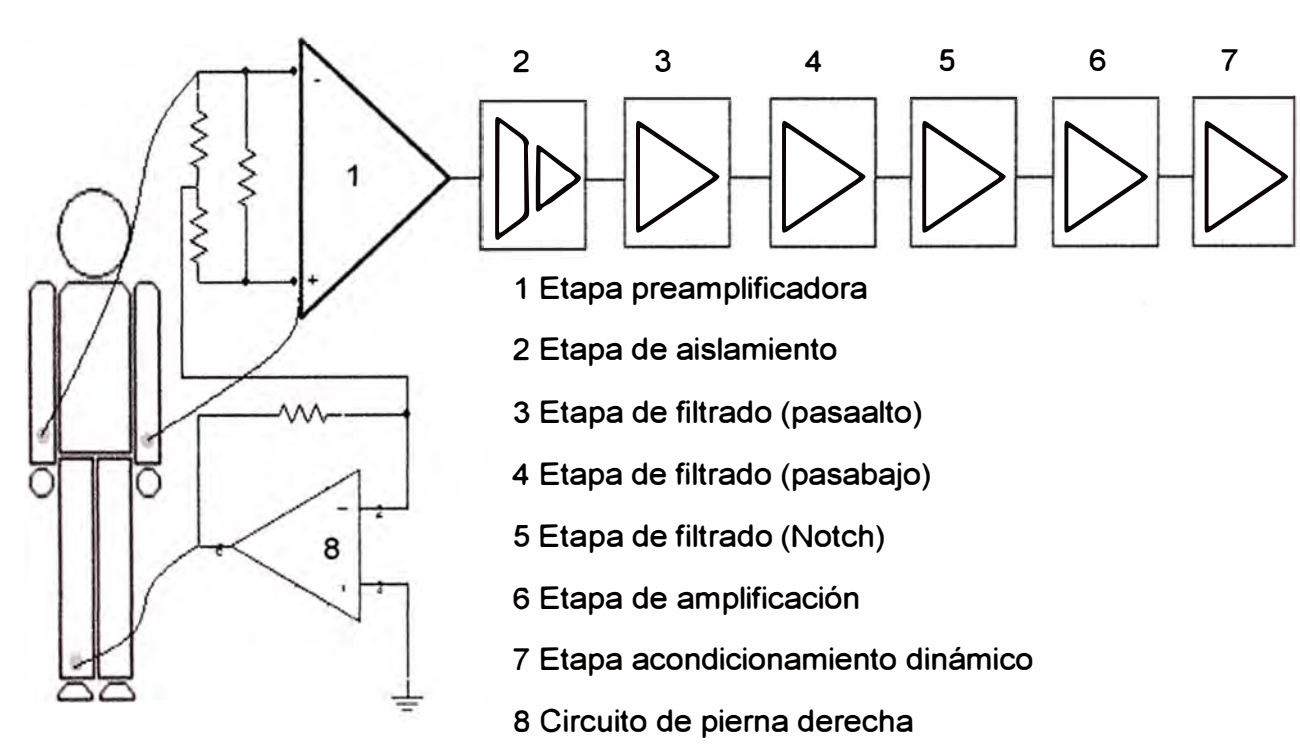


Figura 3.1 Etapas de Acondicionamiento de las señal ecg

3.2.1 Sensores biomédicos

Para medir y registrar los potenciales del cuerpo humano, es necesario proporcionar alguna interface entre éste y el circuito electrónico de medida. Esta función de interface es realizada por los electrodos que registran potenciales iónicos producidos por la distribución de potencial creada en el interior y los transforman en potenciales eléctricos, que puedan ser transmitidos a lo largo de conductores y tratados de forma adecuada posteriormente, mediante instrumentación electrónica convencional.

Aparentemente, la primera impresión sobre la función que cumplen los electrodos que miden biopotenciales es relativamente simple y directa. Pero si se analiza con más detalle se observa que el electrodo cumpliendo su función de transducción cambia la corriente corporal por electrónica. Y esto complica grandemente poniendo limitaciones sobre su operación.

Un electrodo está formado por una superficie metálica y un electrolito (en contacto con la piel). Existen dos transiciones en el camino de la señal bioeléctrica entre el interior del cuerpo y el circuito de medida. La primera, se refiere al contacto entre la piel y el electrolito y la segunda, es el contacto entre el electrolito y la parte metálica del electrodo.

Al colocar el electrodo sobre la piel se producen una distribución de cargas que origina el potencial de contacto que varía según la posición. Estos sensores deben cumplir las siguientes características:

Transformar corrientes con poca pérdida de información.

Higiénicos.

Baja impedancia.

Potencial de contacto estable y pequeño.

Duradero en el tiempo

Los electrodos a utilizar para adquirir la señal de electrocardiografía son electrodos de plata / cloruro de plata (Ag/AgCl). En su forma básica se trata de un conductor metálico en contacto con la piel y se utiliza una pasta electrolítica para establecer y mantener el contacto. Tradicionalmente el electrodo se hace de plata alemana (aleación plata-níquel). Antes de adherirlo al cuerpo, su superficie cóncava se cubre con una pasta electrolítica. La misión de los electrodos consiste en recoger la señal de la superficie cutánea.

Comúnmente los electrodos de Ag/AgCl tienen una forma física de sombrero de copa y poseen una cavidad donde debe ser colocada la pasta electrolítica. Los electrodos desechables pueden ser utilizados cuando el paciente se encuentra completamente estático. Es recomendable limpiar cuidadosamente la piel del paciente con alcohol con el objeto de disminuir la impedancia de contacto electrodo piel.

Los electrodos tienen estándares que cumplir para una óptima toma de biopotenciales:
Impedancia menor a 2 KΩ
Voltaje en offset de los electrodos face to face menor que 100 mV.
Señal de ruido interno menores de 150 μV.

3.2.2 Pre-amplificación

La función principal de un amplificador de biopotenciales es tomar una señal de origen biológico e incrementar su amplitud de tal forma que esta pueda ser procesada [4].

Para ser usado biológicamente, todo amplificador de biopotenciales debe reunir ciertos requerimientos básicos. Debería tener alta impedancia de entrada de tal forma que el efecto de carga sea mínimo al medir la señal. Las características de los electrodos pueden ser afectados por la carga que ellos ven, combinado con una carga excesiva, puede distorsionar la señal. Los efectos de carga son minimizados haciendo que la impedancia de entrada del amplificador sea lo más alto posible. Los modernos amplificadores de biopotenciales tienen una impedancia de alrededor de 10 MΩ.

En esta etapa se lleva a cabo la amplificación inicial de la señal ECG y además debe tener un alto rechazo al modo común siendo su rol principal adquirir la señal y rechazar el ruido.

Para su adecuado funcionamiento, el amplificador de instrumentación debe cumplir normas y estándares internacionales a saber [4]:
Salida simple y entrada diferencial
Alto rechazo a la señal de modo común.
Alta impedancia de entrada.
Ganancia apropiada.
Respuesta en frecuencia
Bajo Voltaje Offset.
Bajas corrientes de polarización de entrada.
Circuito de protección contra sobre voltajes.

Pero antes de analizar el amplificador de biopotencial a usar, detallaremos la señal en modo común que se acopla en el paciente, en los cables y en los electrodos, éstas interferencias se han enunciado en el capitulo anterior.

3.2.2.1 Acople típico de la red eléctrica en los cables de medida.

Un modelo que representa las señales de interferencia se observa en la Figura 3.2. Las impedancias de los elementos de adquisición de señales se representan por Z1, Z2 y Zg, que vienen a ser las impedancias de los electrodos y el acoplamiento de la red a los cables de medida a través de los capacitores C1 y C2, por los que circula una corriente i_{d1} e i_{d2} respectivamente. La corriente a través del capacitor C3 es llevado a

tierra y no causa interferencia. Considerando que las corrientes i_{d1} e i_{d2} no fluyen hacia el electrocardiógrafo por tener mayor impedancia de entrada y que la impedancia del cuerpo humano es despreciable (500Ω) con respecto a las demás. El voltaje amplificado entre los puntos A y B viene dado por $V_A - V_B$ [4]:

$$V_A - V_B = i_{d1} Z_1 - i_{d2} Z_2 \tag{3.1}$$

Se considera que los cables están cercanos y recibiendo las mismas interferencias, se puede sumir que $i_{d1} \cong i_{d2}$. No se toma en cuenta la corriente del capacitor C3 porque la corriente se va a tierra y no causa interferencia.

$$V_A - V_B = i_{d1} (Z_1 - Z_2) \tag{3.2}$$

Valores medidos para 9 metros de cable muestran que la corriente i_d = 6 nA, aunque este valor puede variar dependiendo si existen otros equipos conectados a la red eléctrica; y considerando una diferencia de impedancia que no debe ser mayor a 20 kΩ de los electrodos ya que es difícil fabricarlos idénticamente, se tiene [4]:

$$V_A - V_B = 120\ \mu V \tag{3.3}$$

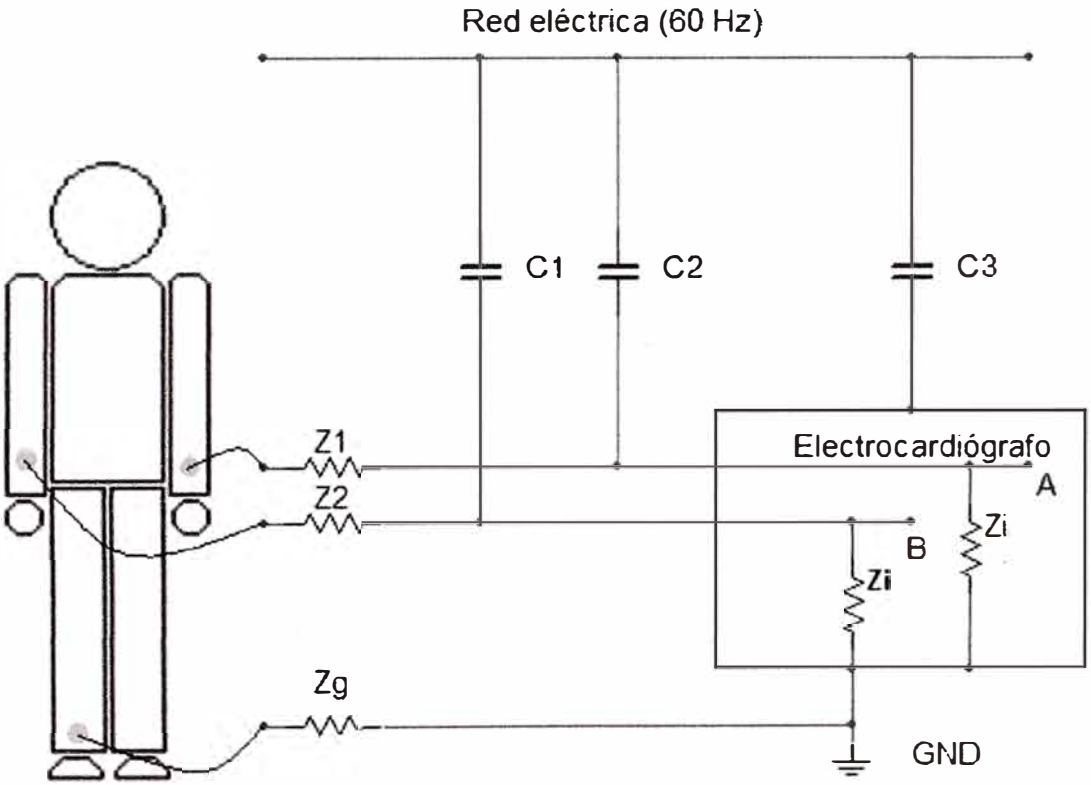


FIGURA 3.2 Modelo de acople capacitivo entre la red y los cables [4].

El valor obtenido por la ecuación (3.3) es apreciable con respecto a los típicos del ecg (0.5 mV – 5.5 mV).

Para reducir esta interferencia es necesario blindar los cables y conectarlos a tierra. Otro factor a tener en cuenta es la idónea elección de los electrodos cuya diferencia de impedancia deberá de ser mínima.

3.2.2.2 Acople típico de la red eléctrica en el cuerpo.

Otro acople capacitivo típico es la que se produce entre la red eléctrica y el cuerpo. En este caso la corriente fluye a través del cuerpo y la impedancia Zg conectada a tierra, creando un voltaje en modo común en todo el cuerpo V_{cm} como se representa en la Figura 3.3.

$$V_{cm} = i_{db}\, Zg \tag{3.4}$$

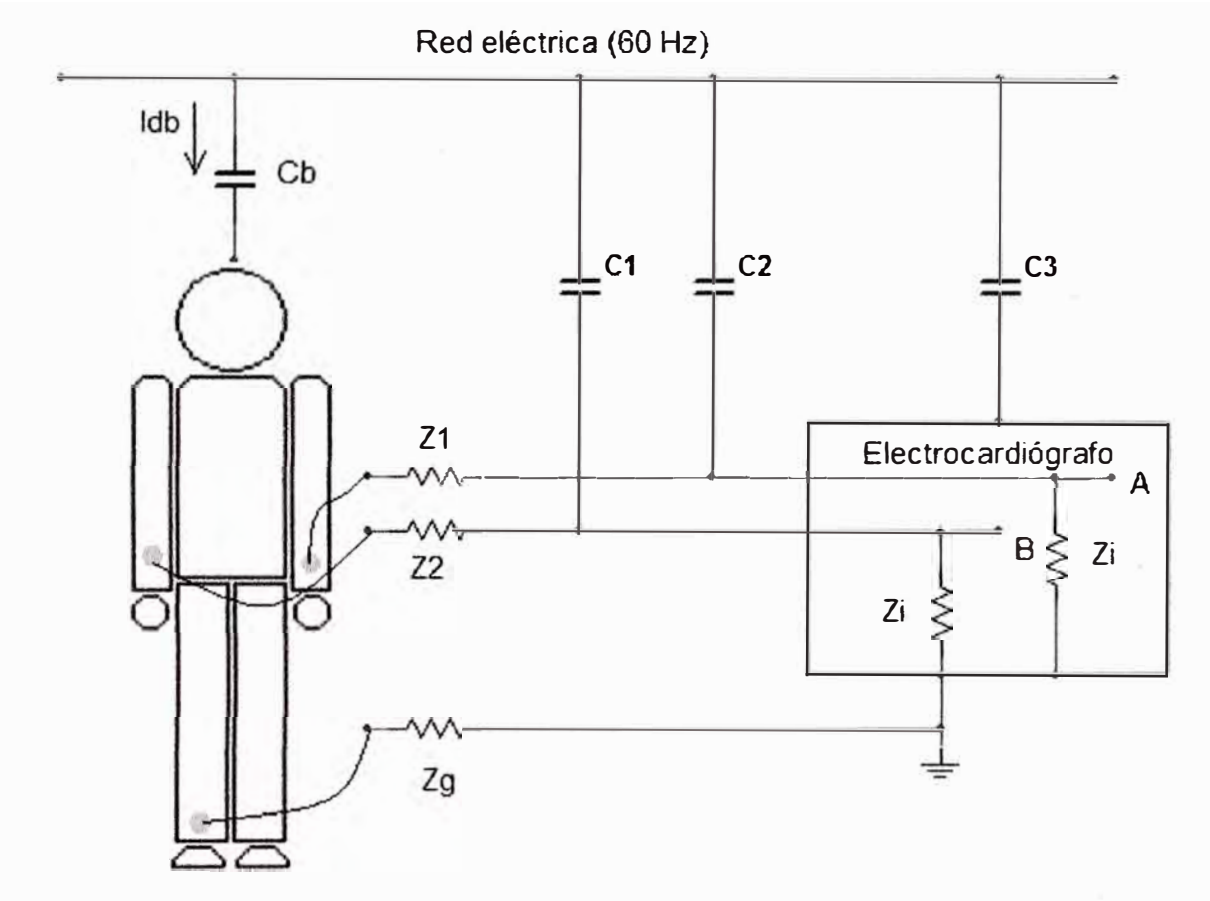


FIGURA 3.3 Corrientes que fluyen a través del cuerpo debido a la red eléctrica [4].

La corriente que pasa por el cuerpo (i_{db}) toma un valor típico de campo de 0.2 μA y el valor de la impedancia Zg = 50 kΩ y por la ecuación (3.4) se tiene que V_{cm} = 10 mV. Este nivel de voltaje no sería problema si el amplificador fuera ideal ya que lo rechazaría completamente. Sin embargo, los amplificadores reales tienen una finita impedancia de entrada Zi. En la ecuación (3.6) se muestra el efecto de la señal en modo común como incide con la impedancia de entrada:

$$V_A - V_B = V_{cm}\left(\frac{Zi}{Zi+Z1} - \frac{Zi}{Zi+Z2} \right) \tag{3.5}$$

$$V_A - V_B = V_{CM} \frac{Zi(Z2-Z1)}{(Zi+Z1)(Zi+Z2)} \tag{3.6}$$

Como Zi es mucho mayor que Z_1 y Z_2,

$$V_A - V_B = V_{cm} \left(\frac{Z2-Z1}{Zi} \right) \tag{3.7}$$

Sustituyendo valores típicos de campo [4]:

$$V_A - V_B = (10mV)(20k\Omega/5M\Omega)=40\ \mu V \tag{3.8}$$

El resultado en la ecuación (3.8) es de una magnitud aceptable comparada con la señal ecg. Se deduce de la ecuación que la interferencia producida puede ser minimizada eligiendo electrodos con baja impedancia e incrementando la impedancia de entrada del amplificador. Algunos voltajes en modo común siempre están presentes, por lo que el desequilibrio de entrada debido al desbalance de impedancia de los electrodos y por otro lado la impedancia Zi son factores críticos para determinar el rechazo al modo común que debe existir en un amplificador diferencial, para ello es necesario elegir un amplificador de instrumentación por su alto rechazo al modo común y su alta impedancia de entrada.

3.2.2.3 Análisis de Amplificadores para biopotenciales.

Antes de elegir un amplificador para registrar la señal ecg que viene contaminada de ruidos e interferencias, especialmente los potenciales en modo común que son relativamente mayores comparadas con nuestra señal de interés, se debe analizar su cmrr así como también sus impedancia de entrada. En la Figura 3.4 se tiene un amplificador típico; para que se comporte como un amplificador diferencial en el circuito tiene que cumplir ciertas características.

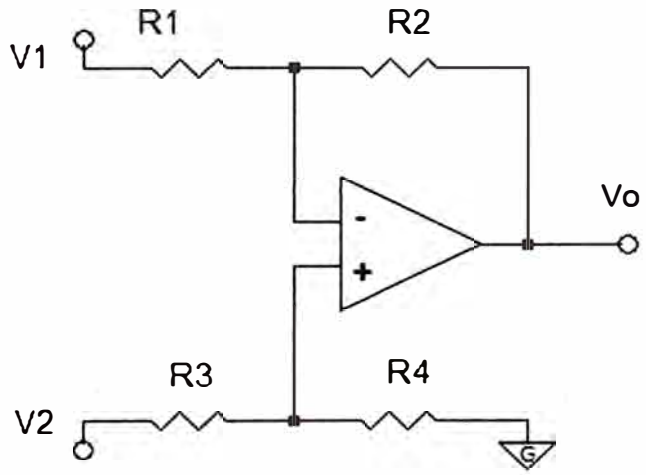


Figura 3.4 Amplificador diferencial típico.

Primeramente se hallará su ganancia, considerando que tiene doble entrada (V1 y V2). Anulando V2 para hallar Vo se tiene:

$$Vo=-\frac{R2}{R1}V1 \tag{3.9}$$

Si anulamos ahora V1 tenemos:

$$Vo=(1+\frac{R2}{R1})\frac{R4}{R3+R4}V2 \tag{3.10}$$

Sumando ambos términos Vo total será:

$$Vo=-\frac{R2}{R1}V1+\frac{(R1+R2)R4}{R1(R3+R4)}V2 \tag{3.11}$$

Si la expresión (3.11) representa una expresión de tipo diferencial, es decir, de la forma Vo=G(V1-V2), debería cumplirse que:

$$\frac{R2}{R1}=\frac{(R1+R2)\,R4}{R1\,(R3+R4)} \tag{3.12}$$

Simplificando:

$$R2\,R3=R4\,R1 \tag{3.13}$$

Una elección correcta sería que R2=R1 y R3=R4, en este caso se tendría:

$$Vo=-\frac{R2}{R1}(V1-V2) \tag{3.14}$$

Es necesario analizar el CMR del circuito, se sabe

$$CMR=\frac{Gd}{Gcm} \tag{3.15}$$

Donde Gd es la ganancia en modo diferencial, Gcm es la ganancia en modo común y CMR es el rechazo al modo común (common mode rejection). Si la diferencia de potencial V2-V1 le denominamos Vd, la expresión (3.14) sería:

$$Vo=VdGd \tag{3.16}$$

Si se cumple la expresión (3.16) sería un amplificador estrictamente diferencial, pero de antemano se sabe que también amplifica los potenciales de modo común. Para analizar, hacemos Vd=0 y hallamos el nuevo Vo:

$$Vo=Gcm\,Vcm \tag{3.17}$$

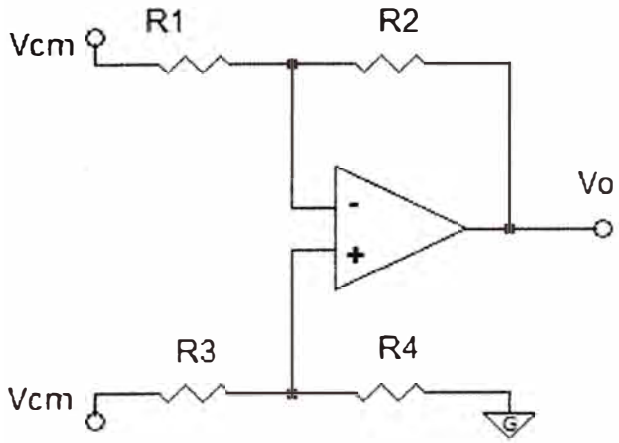


Figura 3.5 Amplificador en modo común

$$Gcm=\frac{Vo}{Vcm} \tag{3.18}$$

Al asumir Vd=0 es porque V1=V2, entonces Gcm es la ganancia cuando V2=V1 quedando el circuito tal como muestra la Figura 3.5.

Calculando la salida Vo de la Figura 3.5 se tiene:

$$Vo=Vcm\ \left(-\frac{R2}{R1}+\frac{(R1+R2)\,R4}{R1\,(R3+R4)}\right) \tag{3.19}$$

Para que Vo sea nulo, según la ecuación (3.18) se debe cumplir que:

$$R2\ R3 = R4\ R1 \tag{3.20}$$

Con valores adecuados de las resistencias que cumplen con la ecuación (3.20) se eliminaría el modo común y se tendría un Gcm nulo y por lo tanto un CMR de valor infinito de acuerdo a la ecuación (3.15). Pero las resistencias poseen una determinada tolerancia y sus valores nominales no son exactamente los esperados por lo que el amplificador cumple su función en forma parcial. Una ecuación más acorde sería:

$$Vo=VdGd + VcmGcm \tag{3.21}$$

Un valor típico de CMR en este tipo de amplificador diferencial es del orden de 10^4 o lo que es lo mismo un CMRR de 80 dB. relativamente pequeño si queremos un amplificador de mayor calidad.

En el capitulo anterior 2. Sección 6 se ha obtenido en la ecuación (2.4) la magnitud del potencial en modo común producido por el acoplamiento capacitivo de la red eléctrica (Vcm=2.38 V) y si definimos una señal de interferencia (Vint) en modo diferencial en la entrada que provoque una señal de salida igual de magnitud producida por una en modo común se tiene:

$$Vo_{sal}=Vint\ Gd=VcmGcm \tag{3.22}$$

$$Vint=\frac{Vcm}{CMR} \tag{3.23}$$

Si se exige que una señal de interferencia menor de 1% del nivel de la señal ecg (1 mV), sería necesario un rechazo de modo común de:

$$CM\ R\geq\frac{Vcm}{CMR} \tag{3.24}$$

$$CM\ R\geq\frac{2.38\ V}{0.01\ mV} \tag{3.25}$$

$$CMR\geq 238{,}000 \tag{3.26}$$

$$CMRR \geq 20 \log 238{,}000 \tag{3.27}$$

$$CMRR \geq 107\ dB \tag{3.28}$$

Se deduce de la ecuación (3.28) que se debe elegir un amplificador con un alto rechazo al modo común. Por tanto, el amplificador elegido debe cumplir con dicha

expresión y para este propósito se escoge un Amplificador de Instrumentación, el cual cumple estas definiciones.

A continuación se analizará la configuración básica de un amplificador de instrumentación lo cual es mostrado en la Figura 3.6:

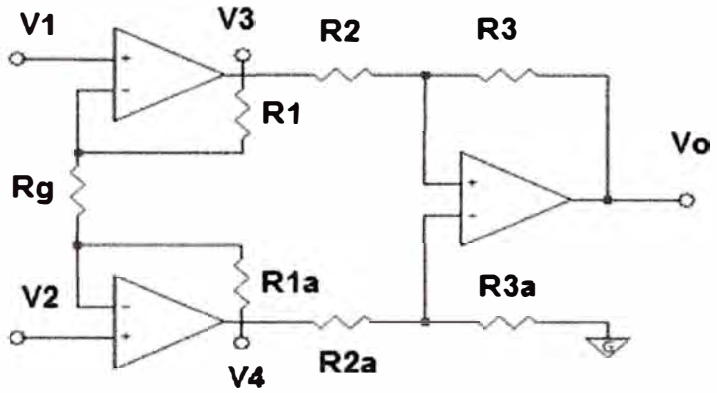


Figura 3.6 Configuración básica de 3 Amplificadores.

La ganancia de los amplificadores (anexo A) configurados como muestra la Figura 3.6 es:

$$Gd= \left(1+2\frac{R1}{Rg} \right) \qquad (3.29)$$

Los fabricantes especifican el valor de R1, lo cual la ganancia Gd sólo depende de Rg. Normalmente este tipo de circuitos no se implementan con elementos discretos, los fabricantes proporcionan una de las etapas o el circuito completo ya integrados. Existen varias alternativas en cuanto a las estructuras proporcionadas por el fabricante. La más sencilla es la mostrada en la Figura 3.7. Entre las entradas Rg1 y Rg2 se coloca la resistencia Rg; el punto de salida sense se conecta con Vo y el punto de Vref se conecta a masa. La precisión de sus resistencias es la ventaja principal de éste circuito y gracias a ello se consiguen CMRR muy altos (130 dB).

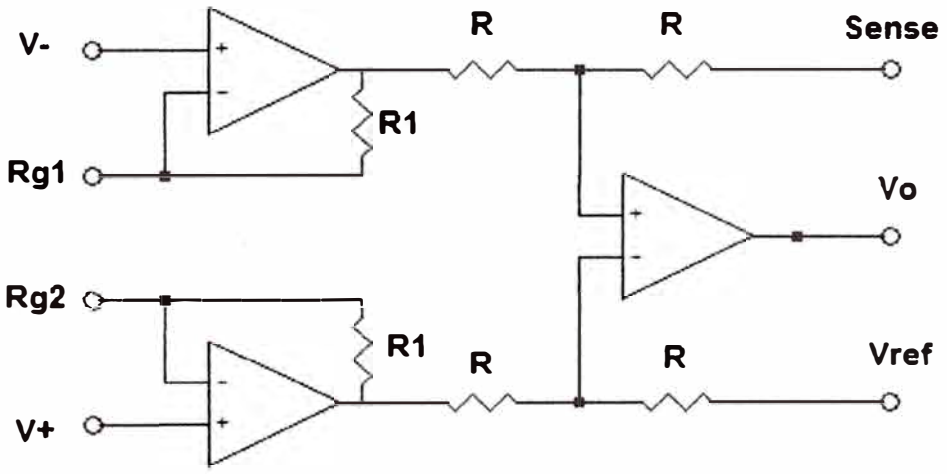


Figura 3.7 Estructura básica proporcionada por el fabricante.

Sistema pierna derecha.

En los modernos sistemas de registro ECG el paciente no suele ser conectado a tierra, en vez de ello se coloca un tercer electrodo en la pierna derecha a la salida del amplificador operacional auxiliar. El voltaje de modo común del paciente es detectado por las dos resistencias Ra tal como muestra la Figura 3.8 [4]. Esta tensión de modo común es invertida, ampliada y conducida a la pierna derecha a través de Ro.

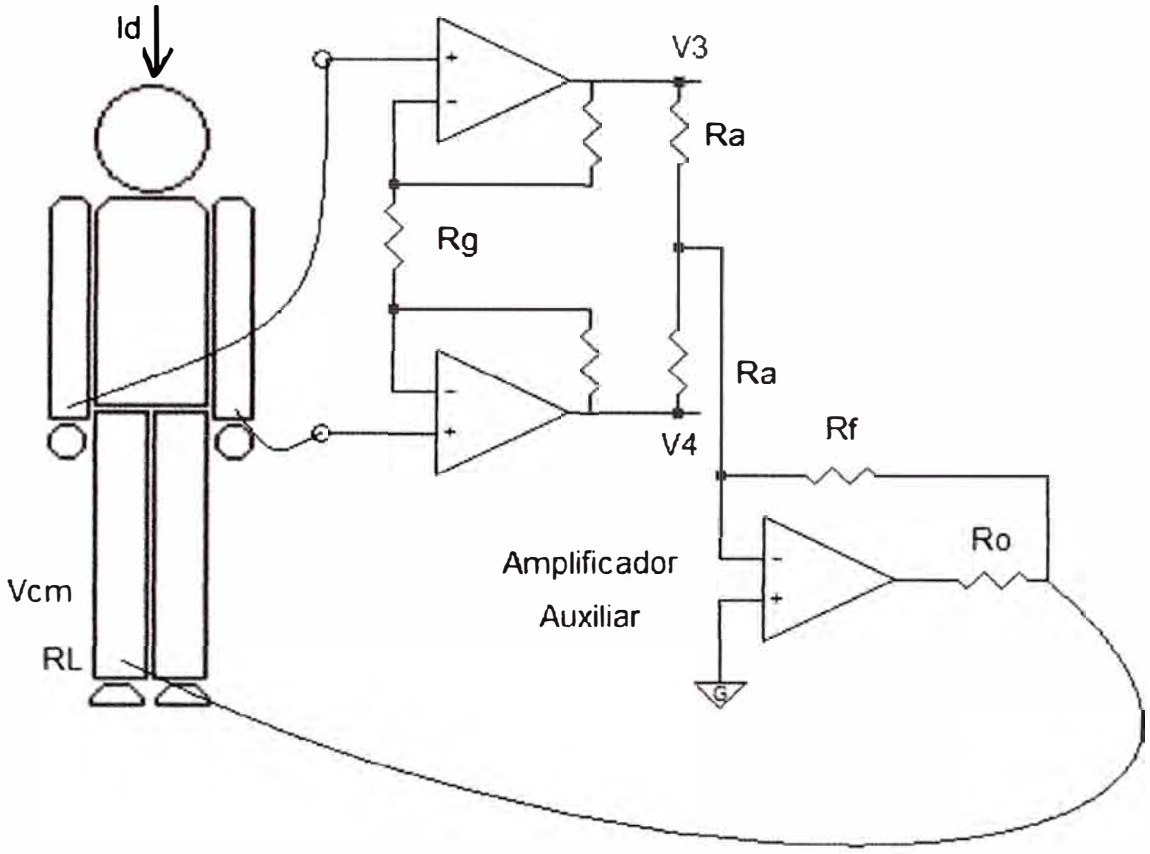


Figura 3.8 Circuito de pierna derecha (Driven-Right-Leg circuit).

En otras palabras la técnica de realimentación activa consiste en situar el tercer electrodo a un potencial de referencia que es proporcional a la tensión de modo común del paciente y de signo contrario. El efecto consiste en reducir la impedancia global del tercer electrodo sin disminuir la seguridad del paciente [4].

Una desventaja podría suponerse que la introducción del tercer electrodo disminuirá la seguridad porque habilitaría un posible camino a tierra de baja impedancia, a través del paciente, de las corrientes que por cualquier causa podrían generarse en el mismo sistema de amplificación y en su entorno. Sin embargo, este efecto no se da, debido a que el circuito de pierna derecha da seguridad eléctrica al paciente y tiene ese fin. Si existiera un alto voltaje anómalo entre el paciente y tierra como resultado de una corriente de fuga u otra causa, el amplificador operacional (op amp) se satura. Cuando

ello ocurre las resistencias R y Ro están entre el paciente y tierra. Estas resistencias son del orden de MΩ y limitan el paso de la corriente [4].

Un circuito equivalente es mostrado en la Figura 3.9 para analizar la función del amplificador auxiliar.

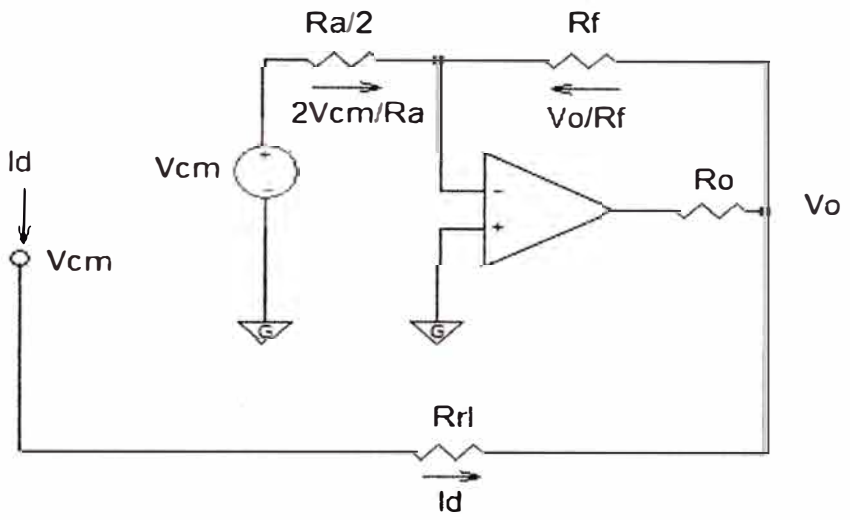


Figura 3.9 Circuito equivalente de sistema de pierna derecha.

Se tiene una corriente de desplazamiento Id, con una tensión en modo común Vcm en el paciente, llamaremos Rrl a la resistencia del electrodo de pierna derecha [4]. Dada por:

$$\frac{2Vcm}{Ra} + \frac{Vo}{Rf} = 0 \qquad (3.30)$$

De la ecuación (3.30) se halla Vo:

$$Vo = -\frac{2Rf}{Ra} Vcm \qquad (3.31)$$

También:

$$Vcm = Rrl\ Id + Vo \qquad (3.32)$$

De las ecuaciones (3.31 y 3.32) se tiene:

$$Vcm = \frac{Rrl\ Id}{1 + 2Rf/Ra} \qquad (3.33)$$

Se observa de la ecuación (3.33) que la resistencia efectiva entre la pierna derecha y tierra es la resistencia del electrodo de la pierna derecha dividido por uno más la ganancia del amplificador. Cuando el amplificador se satura debido a un voltaje alto transitorio en modo común Vcm, su salida aparece como Vs. La pierna derecha es conectada a tierra a través de ésta fuente y las resistencias en paralelo Rf y Ro. Para limitar la corriente Rf y Ro deben ser de valores altos (MΩ).

Cuando el amplificador no está saturado, se desea que Vcm sea lo más mínimo posible o en otras palabras, que la baja resistencia sea una vía eficaz a tierra. Esto se puede lograr haciendo Rf grande y Ra relativamente pequeño. Rf puede ser igual a Ro, pero Ra mucho más pequeño.

Un valor típico de Ra es de 25 KΩ. Asumiendo una situación muy adversa con Rrl de 100 KΩ. La resistencia efectiva (R_{efec}) entre la pierna derecha y tierra según la ecuación (3.33) sería:

$$R_{efec} = \frac{100K\Omega}{1+2x5M\Omega/25K\Omega} \tag{3.34}$$

$$R_{efec} = 249\ \Omega \tag{3.35}$$

Para corrientes de desplazamiento Id de 0.2 μA se tiene un voltaje de modo común (Vcm) de:

$$Vcm = 249\Omega \times 0{,}2\mu A \tag{3.36}$$

$$Vcm = 50\ \mu V \tag{3.37}$$

Según la ecuación (3.37) se obtiene una disminución notoria de la interferencia de modo común.

Como se ha mencionado líneas arriba la señal ecg es extremadamente débil y viene acompañada de una componente DC de hasta ± 300 mV debido al contacto electrodo-piel, además de una componente en modo común de hasta 1.5 V, que resulta de la diferencia de potencial entre electrodos y masa. Por ello en éste informe se ha optado por elegir un amplificador de instrumentación (IA) y un amplificador operacional para el circuito de pie derecho. El IA es el AD620 [15], que es un amplificador de instrumentación de bajo costo, bajo consumo de potencia y alta eficacia, con excelente prestaciones en continua, tiene un CMRR>>100 dB hasta 1 KHz; máxima tensión en offset de 50 mV; baja corriente de polarización (1 nA máximo). El AD620 requiere de una sola resistencia Rg para establecer la ganancia y viene dada por la ecuación (3.29), donde R1 toma el valor de 24.7 KΩ quedando la ganancia:

$$G = 1 + \frac{49{,}4K\Omega}{Rg} \tag{3.38}$$

Si se alimenta con ± 5 V, el swing de salida del AD620 es de ±3.8 V; la entrada máxima es de 5.5 mV (ecg) y considerando un offset DC variable de hasta ± 300 mV que permite una ganancia máxima de 12.66. Se elige una ganancia de 8 (G1=8; ± 1%) con una Rg = 6.98 KΩ.

Existen también otros amplificadores que cumplen con las normas y estándares que realiza el AD620, como el Amplificador de instrumentación INA128 de la Burr Brown Corporation [17]: alta impedancia de entrada (10^{11} Ω); máxima tensión en offset de 50

mV; baja corriente de polarización de 5 nA; ruido de voltajes de 8 nV/$\sqrt{Hz}$; consumo total de corriente de 700 μA; baja corriente de polarización de 5 nA (máximo) y ruido de corriente de 0,9 pA$\sqrt{Hz}$.; pero comparando los costos, el AD620 por sus prestaciones y por su presencia en el mercado local, es más seguro conseguir el reemplazo en caso de fallos.

El operacional usado en el circuito de pie derecho es el OP97 [16], que es de alta precisión y bajo consumo de corriente (600 mA); con un alto rechazo al modo común (114 dB mínimo) cuya función es invertir las interferencias en modo común con el objeto de cancelarlas en la pierna derecha. Este op amp mantiene los estándares de desempeño que el op amp OP07, pero con la diferencia importante de que consume la sexta parte de lo que consume el OP07.

Para evitar oscilaciones y conseguir estabilidad se ha complementado un filtro pasabajo con frecuencia de corte de 150 Hz obteniendo R1=10 KΩ y C1 = 0.1 μF. Por seguridad del paciente cumpliendo con los estándares y normas de seguridad se ha optado por incluir resistencias en serie (Rx1, Rx2 y Rx3) cuyos valores para cada uno de ellos es de 220 KΩ. En la Figura 3.10 se ha implementado el circuito de pre-amplificación.

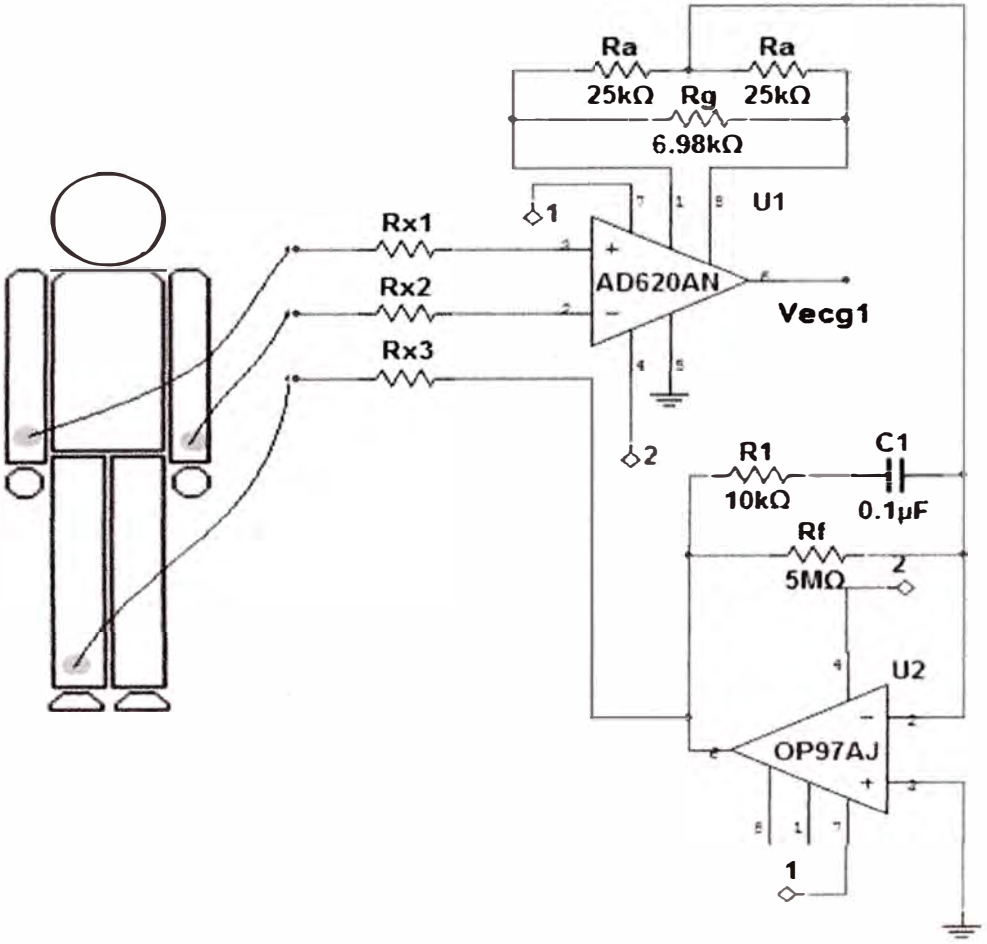


Figura 3.10 Circuito preamplificador (AD620) con conexión pierna derecha

3.2.3 Etapa de Aislamiento

Esta etapa es la que se encarga de minimizar los riesgos en la medida de los biopotenciales una vez amplificada la señal ecg y su correcto funcionamiento evitará los posibles riesgos eléctricos a que son sometidos los pacientes al hacer contacto con los equipos médicos. Un amplificador aislado está compuesto por dos subsistemas que están aislados galvánicamente entre si [12]. El mecanismo de acoplamiento que transfiere la señal del subsistema de entrada al de salida puede ser magnético, capacitivo u óptico. La etapa de entrada tiene su alimentación y referencia aisladas de la alimentación y referencia de la etapa de salida como muestra la Figura 3.11. Esto se consigue a partir de una fuente de alimentación única con un convertidor continua–continua o utilizando dos fuentes de alimentación, en este caso se puede utilizar baterías que pueden alimentar al primer subsistema. Esta etapa aísla eléctricamente al paciente de cualquier corriente de retorno generada por el circuito de la tarjeta. Este amplificador tiene como función principal proporcionar aislamiento óhmico entre los pacientes y los elementos electrónicos que permiten el procesamiento y almacenamiento de la señal electrocardiográfica. La estructura del amplificador de aislamiento está compuesto de tres puertos completamente aislados (entrada, salida y alimentación) proporcionando gran exactitud y un completo aislamiento galvánico. También interrumpe los circuitos de tierra, rechaza los voltajes de modo común y los ruidos que puedan degradar la exactitud de la señal ecg.

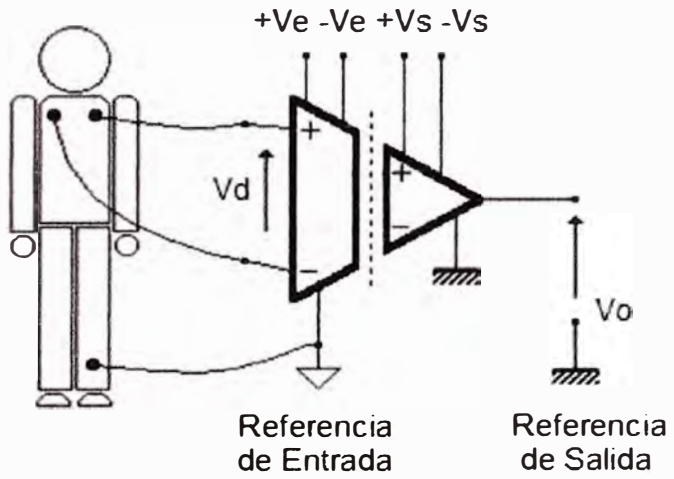


Figura 3.11 Paciente aislado eléctricamente de la referencia de salida.

En este informe se tomará en cuenta el amplificador de aislamiento con acoplamiento capacitivo, que consiste en aislar galvánicamente la sección de entrada de la salida mediante dos condensadores. El principio de funcionamiento consiste en intercalar un condensador en serie entre la entrada y la salida. Esta barrera capacitiva está formada por dos condensadores cerámicos de película delgada depositados sobre el

sustrato del circuito integrado. Los modelos comerciales disponibles en el mercado son de Burr Brown (ISO 102/106, ISO 120/121 e ISO 124) [12]. Estos circuitos integrados en su sección de entrada modulan la señal de entrada y la transmiten digitalmente a través del condensador. El circuito de salida recibe la señal modulada y la convierte de nuevo en un voltaje analógico eliminando el rizo inherente a la modulación. La ventaja que presentan estos amplificadores frente a los de acoplamiento magnético u ópticos es que se integran monolíticamente, lo que implica un menor costo y volumen. En la Figura 3.12 se muestra el diagrama de bloques de un amplificador de aislamiento ISO124 [13].

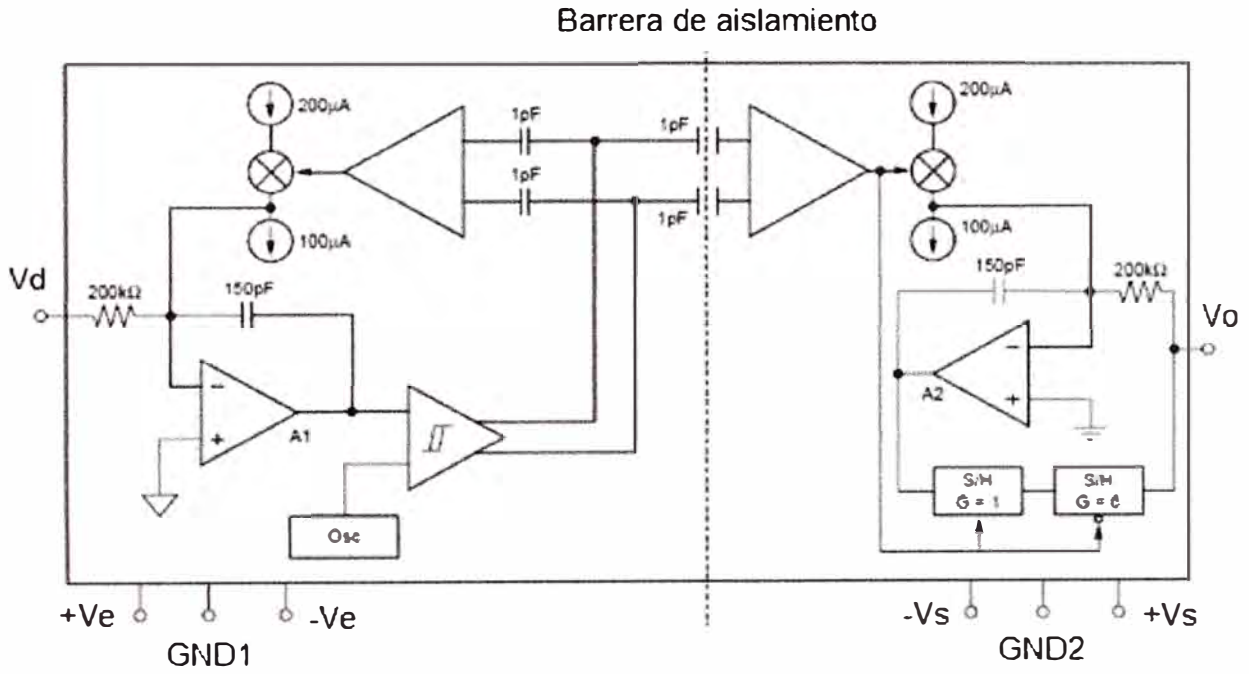


Figura 3.12 Diagrama de Bloques de un A. de Aislamiento (ISO 124) [13].

Para garantizar un máximo aislamiento se utiliza las 8 patillas más alejadas entre sí tal como nuestra la Figura 3.13.

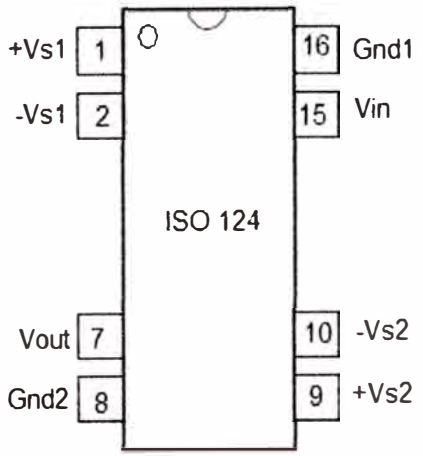


Figura. 3.13 Descripción de las patillas del A. de aislamiento ISO 124 [13].

En este informe se elegirá el amplificador de aislamiento ISO 124 por su bajo costo; alto rechazo al modo aislado (IMRR) de 140 dB a 60 Hz (ac); el IMRR varía de acuerdo a la frecuencia, tal como muestra la Figura 3.14, cuanto más alta es la frecuencia menos consistente es la barrera de aislamiento del amplificador; así como también la tensión máxima eficaz que puede aislar, tanto en continua como en alterna. Este amplificador aísla el circuito de una sobretensión de 1500 Vp-p, tanto en dc como en ac, así como puede aislar hasta 2400 Vrms durante un segundo sin que se destruya el integrado y por otro lado tiene una no linealidad máxima de 0,010%. A las corrientes de la red (60 Hz) ofrece una buena protección debido a su IMRR suficientemente alto.

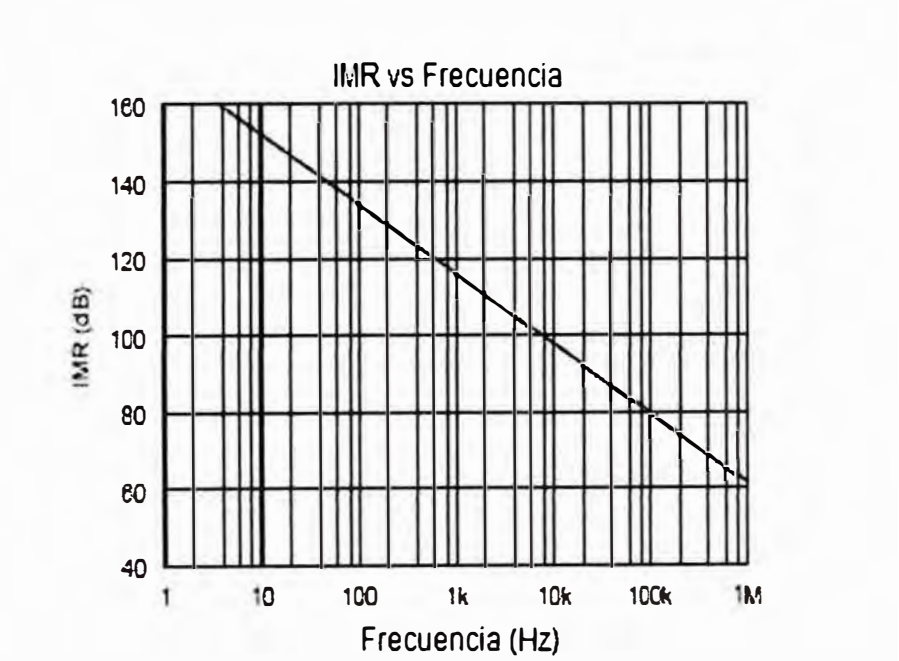


Figura 3.14 Grafico de la variación del IMRR con la frecuencia [13].

El ISO124 realiza la transmisión de la señal analógica a través de la barrera aislante por conmutación cargando y descargando un condensador de 1 pF. Este ciclo de conmutación afecta a la señal introduciendo una componente de alta frecuencia en la misma y dando un pequeño porcentaje de no linealidad de la señal. Mediante un filtrado de alta frecuencia de la señal, como el que realizaremos posteriormente podemos limpiar la señal de esta componente de alta frecuencia devolviéndole la linealidad a la señal del ECG.

Es necesario agregar que los amplificadores de aislamiento ISO102/106 cumplen con la mayoría de prestaciones del ISO124: bajo costo; fácil de usar; IMRR de 120 dB a 60 Hz (ac); voltaje offset de 25 mV; ruido de voltaje de salida de 16 $\mu V/\sqrt{Hz}$ de 0.1 a 70 KHz y puede aislar el circuito de una sobretensión de 1,500 V_{rms} en forma continua.

Así también los amplificadores de aislamiento ISO120/121 cumplen excelentes prestaciones: fácil de usar; IMRR de 115 dB a 60 Hz (ac); voltaje offset de ± 25 mV;

pueden aislar el circuito de una sobretensión de 1.500 V_{rms} en forma continua. Pero priorizando el IMRR, se puede determinar que el ISO124 tiene el más alto valor (140 dB a 60 Hz) y por este parámetro se ha elegido en este informe dicho amplificador como el amplificador de aislamiento.

a) Sistema de alimentación

Para conseguir un aislamiento completo entre el paciente y tierra no basta con emplear el amplificador de aislamiento. Es necesario añadir un sistema de alimentación aislado para la parte de la barrera de aislamiento en la que se encuentra el paciente. Por tanto se necesitan dos fuentes de alimentación aisladas, sin conexión eléctrica, una para cada lado de la barrera de aislamiento. La alimentación de la zona de filtrado no presenta ningún problema, ya que se puede alimentar con una fuente de alimentación conectada a tierra. Sin embargo, la alimentación de la zona del paciente debe estar aislada, lo cual se puede conseguir de dos formas distintas que pueden ser por convertidores DC- DC o con baterías.

b) Conversor DC- DC con aislamiento

En la zona de filtrado la alimentación se puede obtener en forma aislada empleando un conversor DC-DC con aislamiento. La ventaja que presenta esta solución es que la alimentación no depende de la batería, por lo que no se necesita mantenimiento. Además no hay graves consumos en la zona aislada. El inconveniente es que puede introducir ruidos por la alimentación y normalmente los precios de estos conversores son elevados. En la Figura 3.15 se muestra el esquema interno del integrado BB722 de Burr Brown.

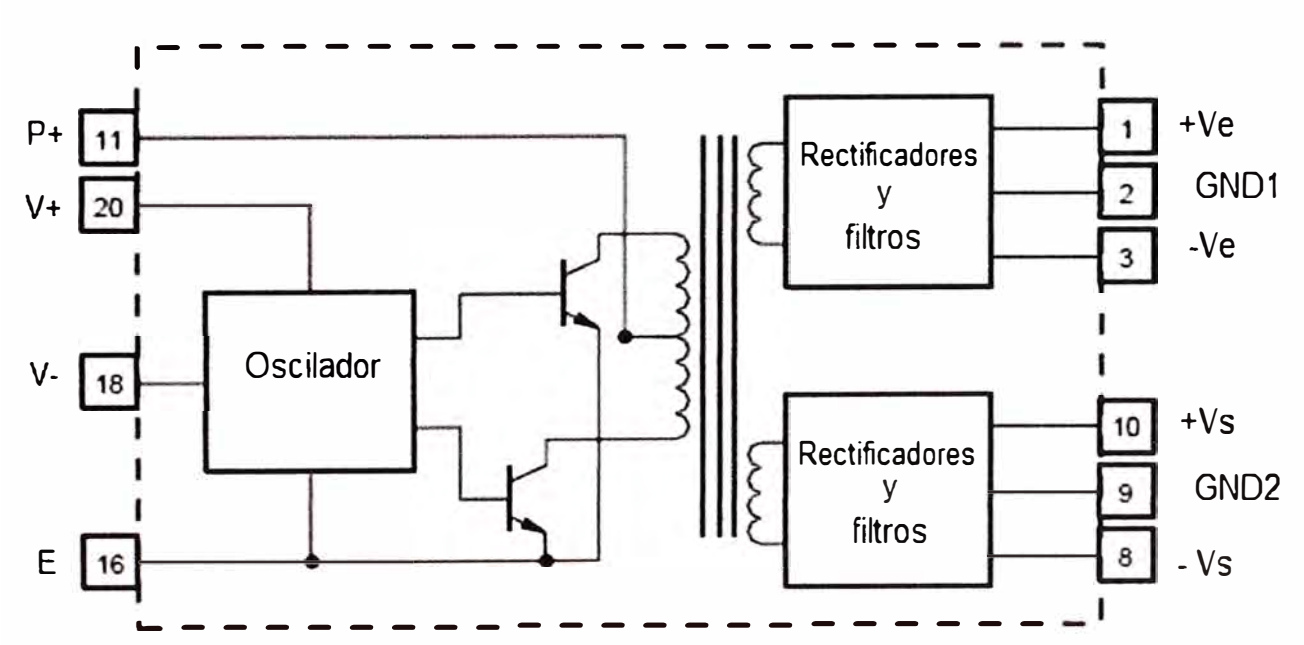


Figura 3.15 Conversor DC- DC aislado con dos salidas simétricas [14].

Según los fabricantes el amplificador de aislamiento ISO124 tiene de ganancia 0 dB, es decir, su función de transferencia es 1 (G2=1), por tanto en esta etapa de aislamiento no existe ganancia. También es recomendable puentear cada alimentación a tierra utilizando un capacitor de tantalio de 1 μF (ver Figura 3.16), con el fin de minimizar el ruido, teniendo en cuenta su correcta polaridad.

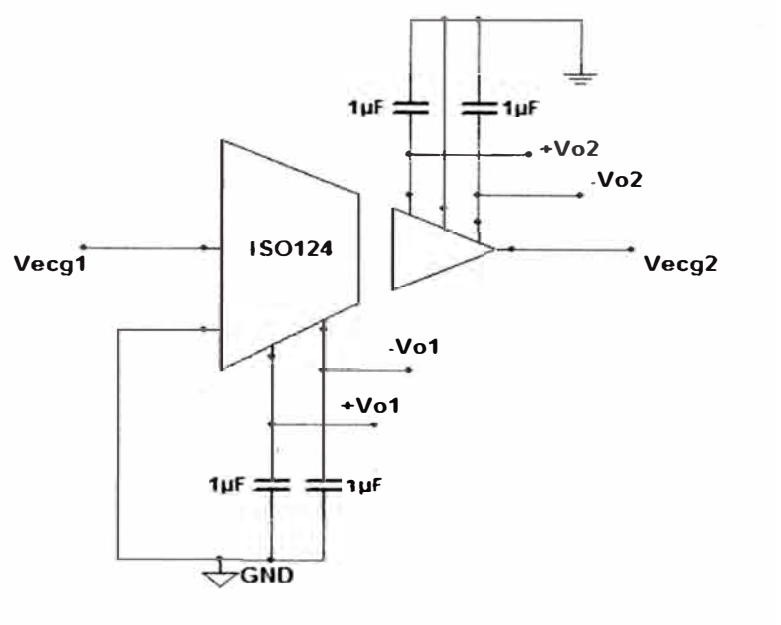


Figura 3.16 Amplificador de Aislamiento con fuentes aisladas entre sí.

3.2.4 Etapa de filtrado

En este informe se considera que el ancho de banda de la señal cardiaca está dentro del rango de 0.1 a 100 Hz, y que todas aquellas señales que se encuentren fuera de este rango son tratadas como perturbaciones [2]. En muchos textos así como también en la *American Heart Association*, recomienda que el equipo de medida tenga, como mínimo dicho ancho de banda para el registro normal de la onda ecg. Este margen es mínimo para evitar deformaciones mayores de 10 % en los registros. En determinadas investigaciones que precisen relacionar componentes de mayor frecuencia con una determinada patología, es necesario el registro con un equipo de mayor ancho de banda. Otra de las perturbaciones que más afectan la señal cardiaca es el ruido generado por la red eléctrica (60 Hz). Este ruido en el registro de biopotenciales es prácticamente inevitable y en este informe se analizará el filtro notch que atenúa el ruido inducido por la señal eléctrica doméstica de 60 Hz .

3.2.4.1 Filtro Pasa Altos

De acuerdo con la AAMI (Association For Advancement of Medical Instrumentation) que filtrando frecuencias menores de 0.1 Hz, se elimina una diferencia de potencial entre los electrodos y la superficie de la piel que alcanzan niveles de hasta

300 mV y que pueden llegar a saturar los circuitos del amplificador. En las diversas referencias consultadas [8], [9] y [10]; se elige el filtro activo pasa alto Butterworth de segundo orden (40 dB/década) por su respuesta plana y para cumplir con la norma se elige una frecuencia de corte (f_c) de 0.1 Hz, es decir, el filtro atenuará las señales con frecuencias menores a f_c y dejará pasar a las mayores.

El filtro activo pasa alto es mostrado en la Figura 3.17; consta de un amplificador operacional LF353D (Texas Instruments) que es considerado en este informe por su bajo costo; bajo consumo de corriente (6,5 mA máx.); baja corriente de polarización (0,2 nA); alto slew rate (13 V/μseg); alta impedancia de entrada (10^{12} Ω); bajo ruido de voltaje de entrada (6 nV/$\sqrt{Hz}$); bajo ruido de corriente de entrada (0,01 pA/$\sqrt{Hz}$); voltaje offset de 13 mV y una tensión de alimentación de ± 5, ± 9, ± 12 y ± 15V.

Existen una gama de amplificadores en el mercado como el TL084CN con similares prestaciones que el LF353D, a saber: bajo costo; bajo consumo de corriente (2,5 mA máx.); baja corriente de polarización (0,2 nA); alto slew rate (16 V/μseg); alta impedancia de entrada (10^{12} Ω); bajo ruido de tensión de entrada (15 nV/$\sqrt{Hz}$); bajo ruido de corriente de entrada (0,01 pA/$\sqrt{Hz}$); voltaje offset de 10 mV y una tensión de alimentación de ± 5, ± 9, ± 12 y ± 15 V.

Se elegirá los valores de los componentes según la frecuencia de corte. En este caso se tiene:

$$w_c = 2\pi f_c \tag{3.39}$$

Según la ecuación (3.39) w_c es igual a 0,628 rad/seg y definiendo la ganancia G3 igual a 1, se puede hallar las magnitudes de los demás componentes [11]:

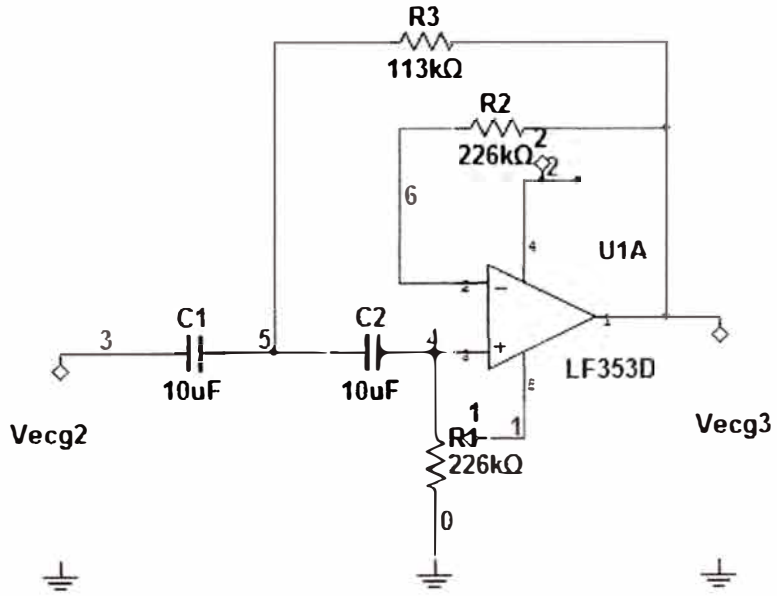


Figura 3.17 Filtro pasa alto Butterworth de segundo orden (40 dB/década) con frecuencia de corte de f_c=0.1 Hz.

$$R1=\frac{1.4142}{W_c C} \tag{3.40}$$

Con la ecuación (3.40) se puede determinar el valor de R1, pero es necesario elegir un valor para el condensador C. Si se elige un condensador de 0,1 μF, se obtendrá resistencias muy altas. Lo conveniente es elegir el condensador de 10 μF. Luego se toman los demás valores al hacer C1 y C2 igual a C. Para las resistencias tenemos:

$$R1=R2 \tag{3.41}$$

$$R3=\frac{R1}{2} \tag{3.42}$$

Con los valores anteriores se tiene R1=225,193.2 KΩ, siendo éste un valor no comercial, entonces se opta por uno cercano R1≈ 226 KΩ y por tanto R2=R1=226 KΩ y R3=113 KΩ.

A continuación se muestra el gráfico de la simulación para el circuito pasa alto de la Figura 3.17. La señal de prueba es una onda sinusoidal de 10 mV_{rms} que llamaremos Vecg2 cuya frecuencia es de 60 Hz. El gráfico mostrado por el osciloscopio XSC1 de doble canal muestra dos ondas de igual magnitud (Vecg2 y Vecg3) ya que se encuentran calibradas distintamente para su apreciación ya que el filtro pasa alto tiene ganancia G3=1.

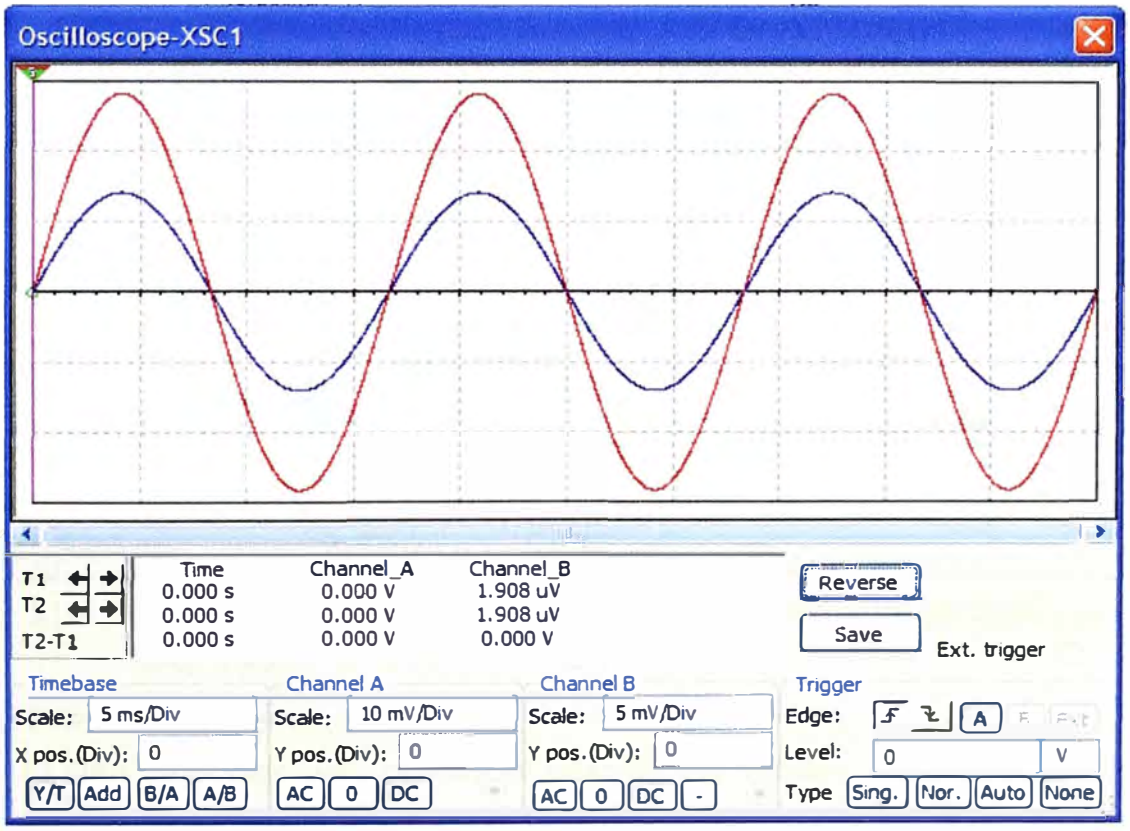


Figura 3.18 Grafico de dos ondas: Vecg2 (canal A) y Vecg3 (canal B) del filtro pasa alto con ganancia G3=1. (Simulación en Multisim)

También se muestra el gráfico de la respuesta en frecuencia del filtro pasa alto que muestra la frecuencia de corte f_c = 100 mHz, en la Figura 3.22.

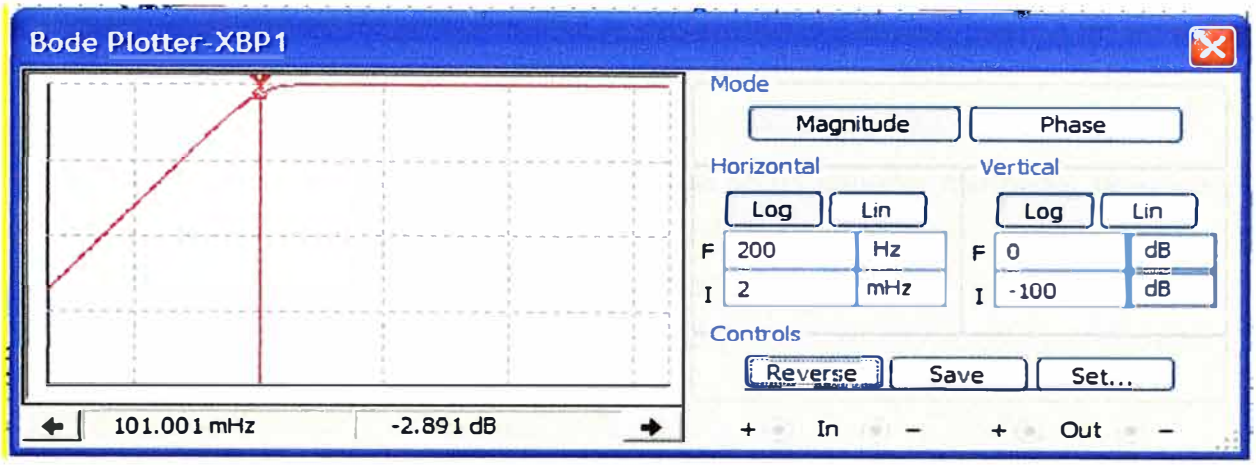


Figura 3.19 Gráfico de la función de transferencia en función de la frecuencia (magnitud) de un filtro pasa alto (fc=0.1 Hz).

Y en la Figura 3.20 se observa la gráfica de la fase en función de la frecuencia del filtro pasa alto con su frecuencia de corte f_c =100 mHz. Es importante la determinación del orden del filtro pasa alto, ya que puede distorsionar nuestra señal cuando es demasiado alto, La fase se hace menos lineal cuando se aumenta el orden,

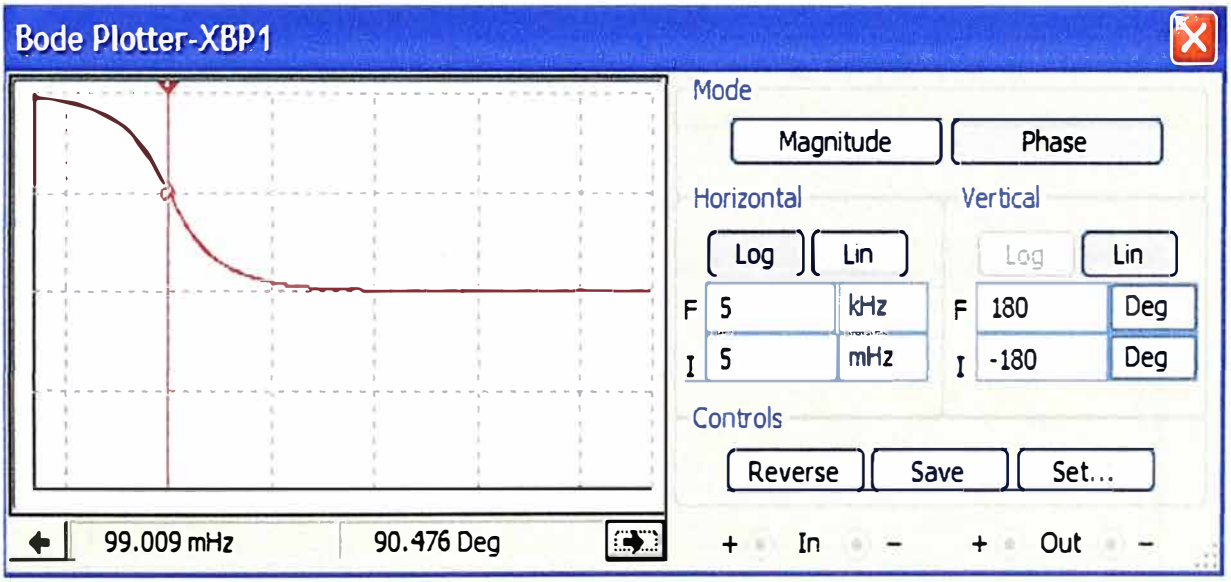


Figura 3.20 Gráfico de la fase en función de la frecuencia de un filtro pasa alto (fc=0.1 Hz).

3.2.4.2 Filtros Pasa Bajos

El filtro pasa bajo solo permite el paso de las señales cuyas frecuencias son menores a la frecuencia de corte (f_c) y atenuará a las señales de mayor frecuencia. También en este caso se elige, como en la mayoría de los textos, el filtro activo pasa bajo Butterworth de tercer orden (60 dB/década) por su respuesta plana al no producir

distorsión en amplitud. Según la norma se considera que f_c = 100 Hz. El amplificador tomado en cuenta es el LF353D por su bajo costo y bajo consumo de corriente. Para hallar las magnitudes de los componentes considerando la ganancia G4 = 1 se tiene [8]:

$$R=\frac{1}{wC} \tag{3.43}$$

Con C=100 nF hallamos R = 15,923 Ω que no es un valor comercial, entonces se opta por uno cercano R≈16 KΩ y se hace R1=R2=R4=R=16 KΩ pero R3=2R=32 KΩ y se toma C1=C/2; C2=2C y C3=C tal como muestra la Figura 3.21:

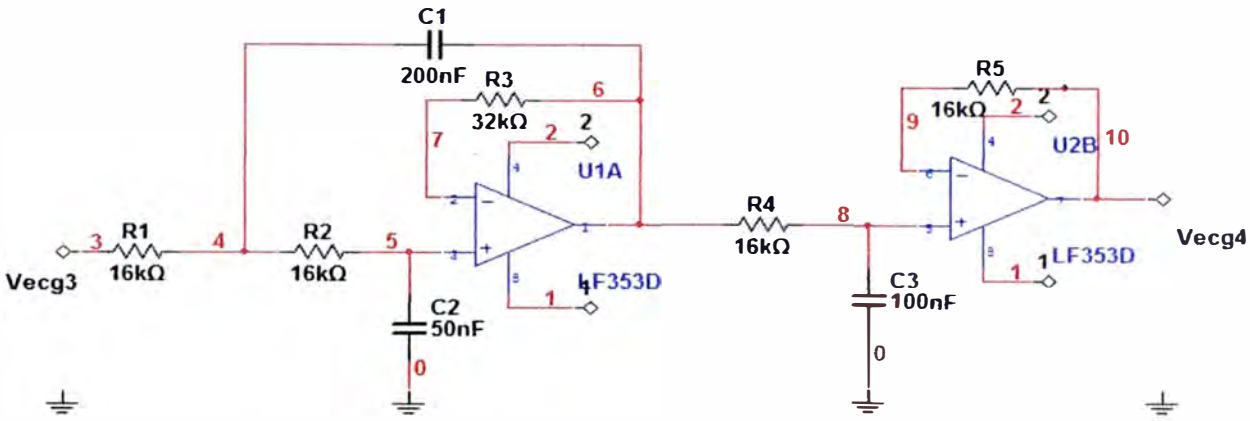


Figura 3.21 Filtro Activo Butterworth pasa bajo de tercer orden (60 dB/década) con frecuencia de corte f_c=100 Hz

Con el circuito pasa bajo de la Figura 3.21 se ha realizado la simulación con el software Multisim con una señal de entrada sinusoidal Vecg3=10 mV_{rms} obteniendo una onda Vecg4

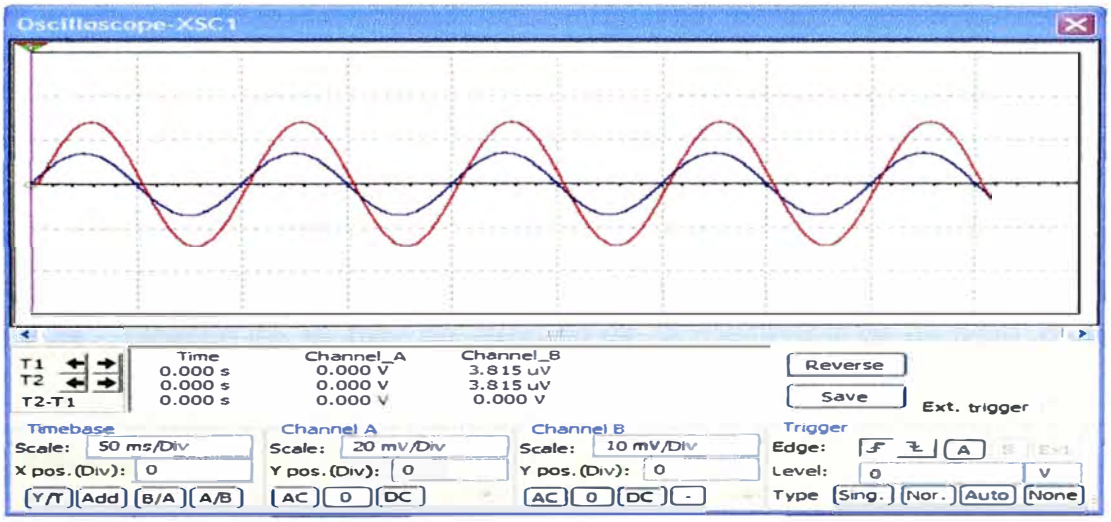


Figura 3.22 Gráfico de dos ondas: Vecg3 (Canal A) y Vecg4 (Canal B) entrada y salida de un filtro pasa bajo Butterworth respectivamente, ambas sinusoidales con frecuencia f=10 Hz, G4=1.

Es necesario observar su respuesta en frecuencia tanto en magnitud como en fase del circuito pasa bajo.

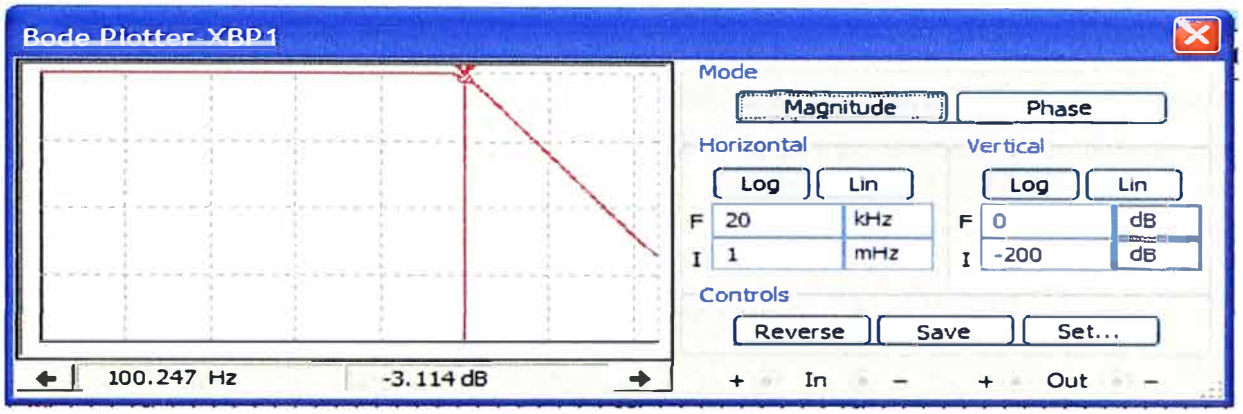


Figura 3.23 Gráfico de la función de transferencia en función de la frecuencia (magnitud) de un filtro pasa bajo (fc=100 Hz).

En la Figura 3.23 se observa la respuesta plana del filtro butterworth y su atenuación de -60db/década (tercer orden) en su frecuencia de corte. A medida que se incremente el orden del filtro su respuesta se hace más plana. En cuanto a la fase del filtro, se observas de la Figura 3.24 que en la frecuencia de corte el desfasamiento es de 135°.

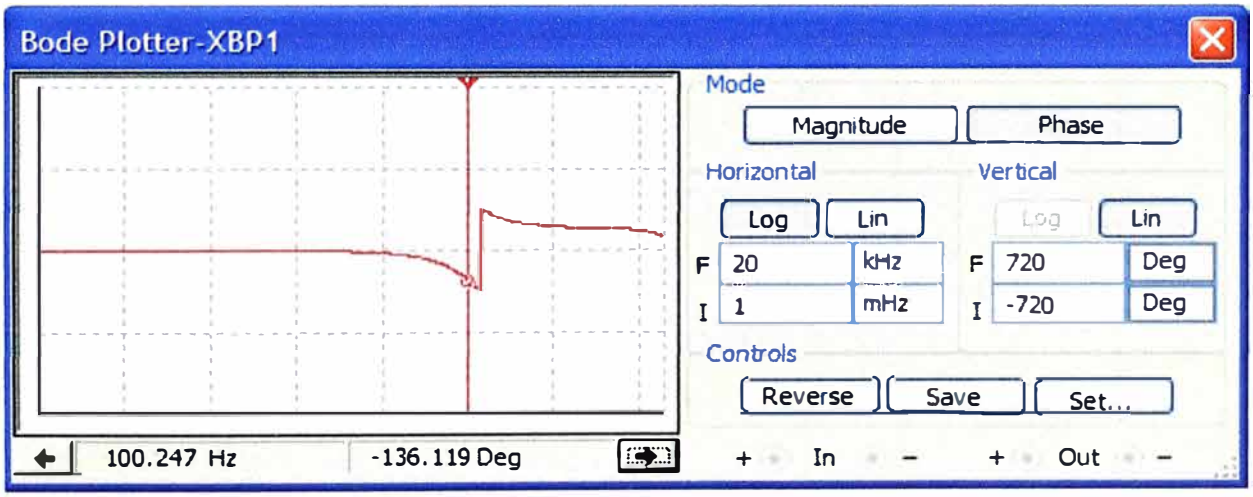


Figura 3.24 Gráfico de la fase en función de la frecuencia de un filtro pasa bajo (fc=100 Hz).

3.2.4.3 Filtro Notch

El problema más común en la detección y procesamiento de biopotenciales, probablemente sea la interferencia de la red eléctrica. La frecuencia de 60 Hz y sus harmónicos son influencias presentes en las señales de bajo nivel a pesar del uso de los métodos de amplificación diferencial y la conducción del pie derecho que tratan de

eliminar las señales de modo común. Desafortunadamente la frecuencia de 60 Hz se ubica dentro de la banda donde biopotenciales y otras señales fisiológicas tienen la mayoría de su energía. La solución habitual para rechazar frecuencias no deseadas es la aplicación del filtro Notch. Para atenuar la interferencia producida por la red de frecuencia de 60 Hz se muestra el filtro notch [11] como muestra en la Figura 3.25. Este filtro activo consta de dos amplificadores operacional LF353 y según su función de transferencia y considerando C1 = C2 = C; se tiene:

$$\frac{Vo}{Vin} = \left(-\frac{R6}{R3}\right)\left(-\frac{s^2 + s(R3R4 - 2R1R5) + \frac{1}{R4C^2}\left(\frac{1}{R1} + \frac{1}{R2}\right)}{s^2 + s\left(\frac{2}{R4C}\right) + \frac{1}{R4C^2}\left(\frac{1}{R1} + \frac{1}{R2}\right)}\right) \tag{3.44}$$

Y si se compara con una ecuación característica de los filtros Notch:

$$\frac{Vo}{Vin} = Ho\left(\frac{s^2 + w_0^2}{s^2 + BWs + w_0^2}\right) \tag{3.45}$$

Para que la ecuación (3.44) sea un filtro Notch se requiere que el término de s en el numerador sea cero:

$$R3R4 - 2R1R5 = 0 \longrightarrow R3R4 = 2R1R5 \tag{3.46}$$

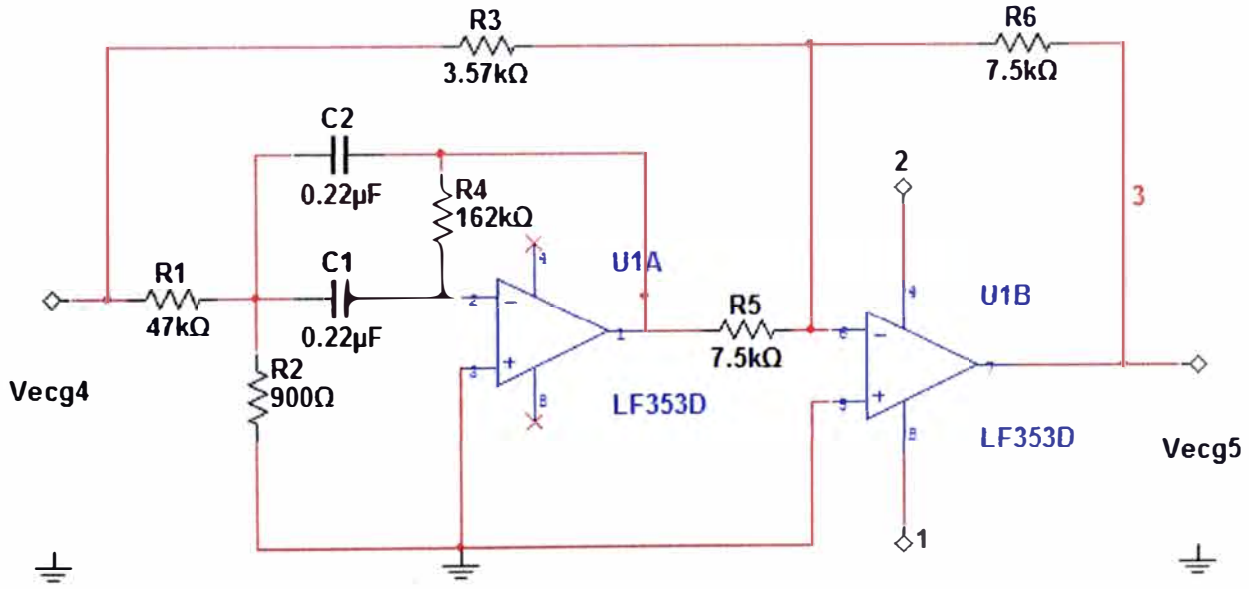


Figura 3.25 Filtro Notch de segundo orden para interferencias 60 Hz.

Comparando con la ecuación cuadrática se obtiene las ecuaciones para w_0, H_0 y BW del circuito:

$$BW = \frac{2}{R4C} \tag{3.47}$$

$$H_0 = -\frac{R6}{R3} \tag{3.48}$$

$$w_0 = \sqrt[2]{\frac{1}{R4C^2}\left(\frac{1}{R1}+\frac{1}{R2}\right)} \tag{3.49}$$

Con un Q=8 se determina el rango de frecuencias por la ecuación (3.50)

$$Q=\frac{f_c}{f_h-f_l} \tag{3.50}$$

Con f_c = 60 Hz se obtiene $f_h - f_l$ = 7.5 Hz y BW=47.1 rad/seg y luego se elige un condensador C=0.22 μF y se obtiene R4 = 193 KΩ según la ecuación (3.47), pero se eligió una resistencia R4 = 162 KΩ para la simulación. Con las ecuaciones (3.46, 3.48 y 3.49) y teniendo en cuenta la ganancia G5 = -2 (H_o) se determinan los valores de R1=47 KΩ; R2=900 Ω; R3=3.57 KΩ; R5=7.5 KΩ y R6=7.5 KΩ.

Se hace la simulación para probar el funcionamiento del filtro Notch con una onda sinusoidal Vecg4=10m Vrms a una frecuencia f=10 Hz obteniendo una salida de Vecg5=20 mVrms (G5=-2) tal como muestra la Figura 3.26.

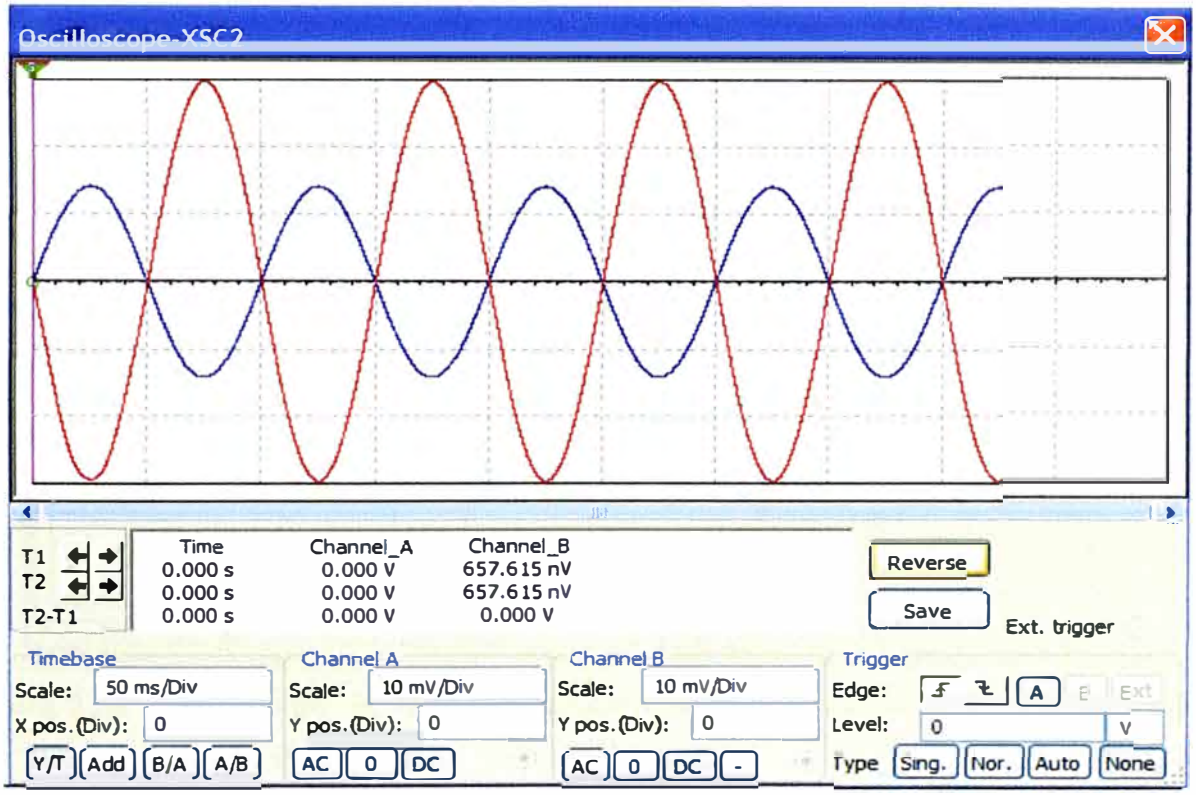


Figura 3.26 Gráfico de dos ondas: Vecg4 (Canal A) y Vecg5 (Canal B) entrada y salida de un filtro notch respectivamente, ambas sinusoidales con frecuencia f=10 Hz, G4=-2.

Para simular y obtener el resultado de la Figura 3.27 se realizaron varias pruebas modificando las magnitudes de los condensadores hasta llegar a una función de transferencia que coincida con la atenuación en 60 Hz deseada.

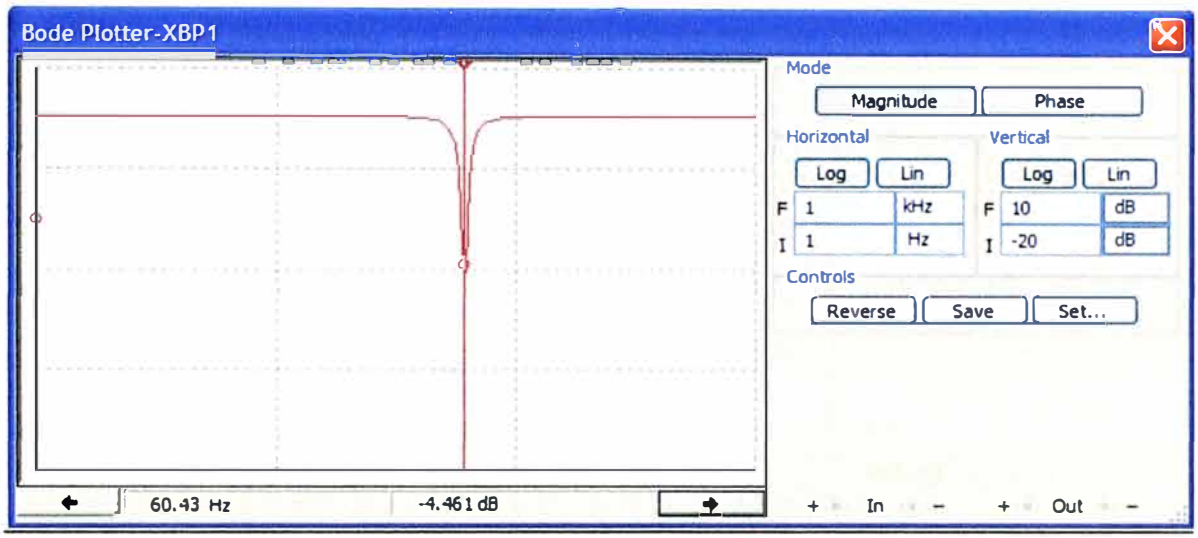


Figura 3.27 Gráfica de la función de transferencia en función de la frecuencia (magnitud) de un filtro notch (fc=60 Hz).

Luego se tiene la respuesta en frecuencia de la fase filtro Notch existiendo un cambio brusco en la frecuencia de corte tal como se observa en la Figura 3.28.

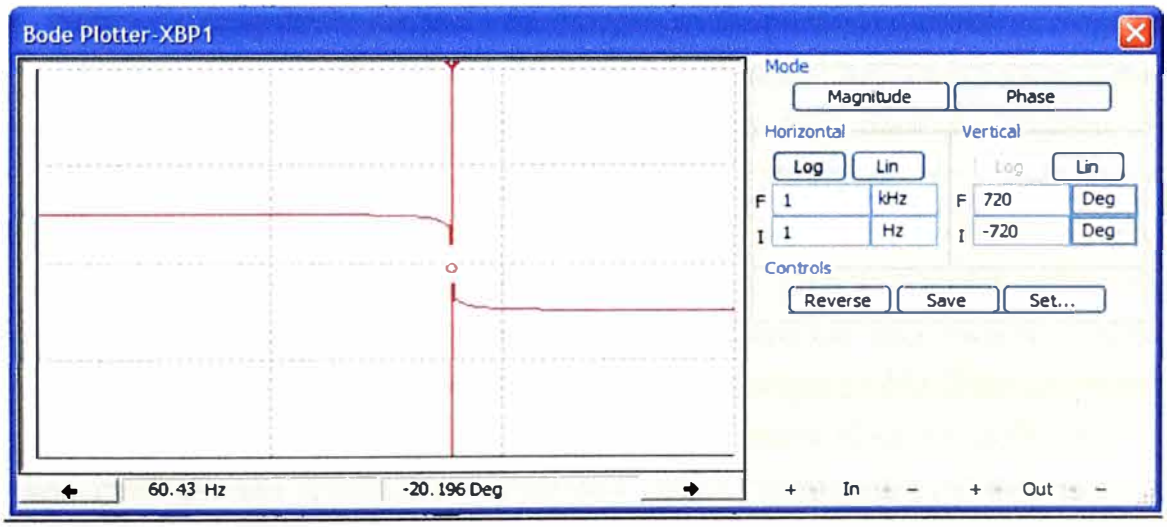


Figura 3.28 Gráfico de la fase en función de la frecuencia de un filtro notch (fc=60 Hz).

3.2.5 Etapa de Amplificación

Después de filtrar las frecuencias ajenas a la señal de interés, es necesario amplificar la señal ecg con un factor de tal manera que nos proporcione a su salida una señal con valores de los voltios para su registro. La señal es amplificada por un factor de

20 e invertida a la salida del amplificador. Mediante la siguiente ecuación se implementa el circuito:

$$G=-\frac{R1}{R2} \tag{3.51}$$

Con G6= - 20 se obtiene R2= 7.5 KΩ y R1 =150 KΩ tal como se muestra en el circuito de la Figura 3.29.

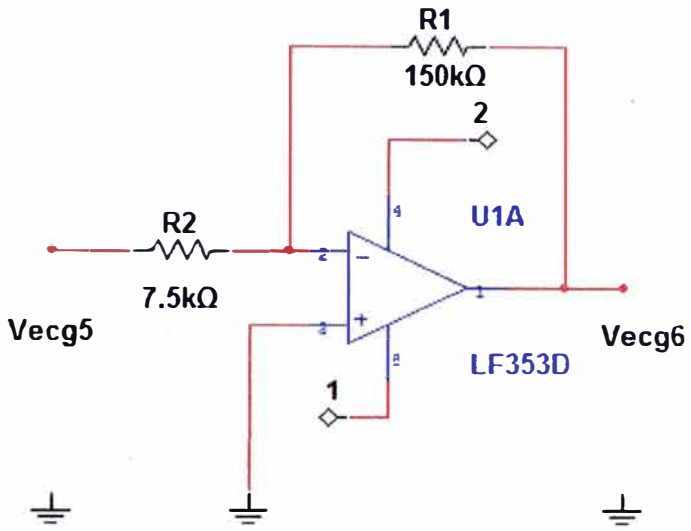


Figura 3.29 Amplificador con una ganancia de G6=-20 posterior al filtrado.

3.2.6 Etapa de Acondicionamiento de Rango Dinámico de la señal

La señal ecg obtenida hasta esta etapa, necesita ser manipulada para que alcance una amplitud que puede ser requerida ya sea para su registro visual, almacenamiento en memoria o procesamiento inmediato. En los modernos electrocardiógrafos la señal ecg obtenida a la salida de ésta etapa es digitalizada por un ADC y el resto del proceso lo realiza un microcontrolador. Debido a que la señal obtenida genera niveles de tensión negativos se utiliza frecuentemente un convertidor ADS7812 que se configura para recibir señales de entrada en el rango ± 10 V. Este convertidor es un dispositivo que maneja resolución de 12 bits, la salida varía en 4096 (2^{12}) pasos discretos. Con entrada a este convertidor de ±5 V y 12 bits la resolución es de 2,44 mV.

En este informe se ha elegido el rango dinámico de la señal de 0 a 5 V como un ejemplo y para la simulación en el software multisim. Esto se logra con un amplificador sumador no inversor que se muestra en la Figura 3.30 sumando un voltaje DC que permite que la señal cardiaca tome valores solamente positivos para su respectivo procesamiento a la salida de ésta etapa. De manera que se obtiene una señal deseada y además se le otorga una ganancia para que a la salida del amplificador operacional la señal ecg se encuentre entre el rango predefinido de 0 a 5 V.

El primer amplificador de la Figura 3.30 es un buffer seguidor de voltaje que sirve para separar esta etapa de la anterior para que no se vea afectada por algún cambio de impedancias. El segundo amplificador tiene una ganancia (G7) que depende del potenciómetro R3 y la resistencia R2 como se observa en la ecuación (3.52):

$$G7 = 1 + \frac{R3}{R2} \tag{3.52}$$

Cumpliendo con la norma y los estándares para efectos de calibración, la ganancia total debe ser de 1000 (Gtotal = 1000) [4] y la ganancia total viene dada por:

$$Gtotal=G1.G2.G3.G4.G5.G6.G7 \tag{3.53}$$

De la ecuación (3.53) se halla G7=3.125 y con la ecuación (3.52) se tiene R3=21.25 KΩ (potenciómetro) y R2= 10 KΩ.

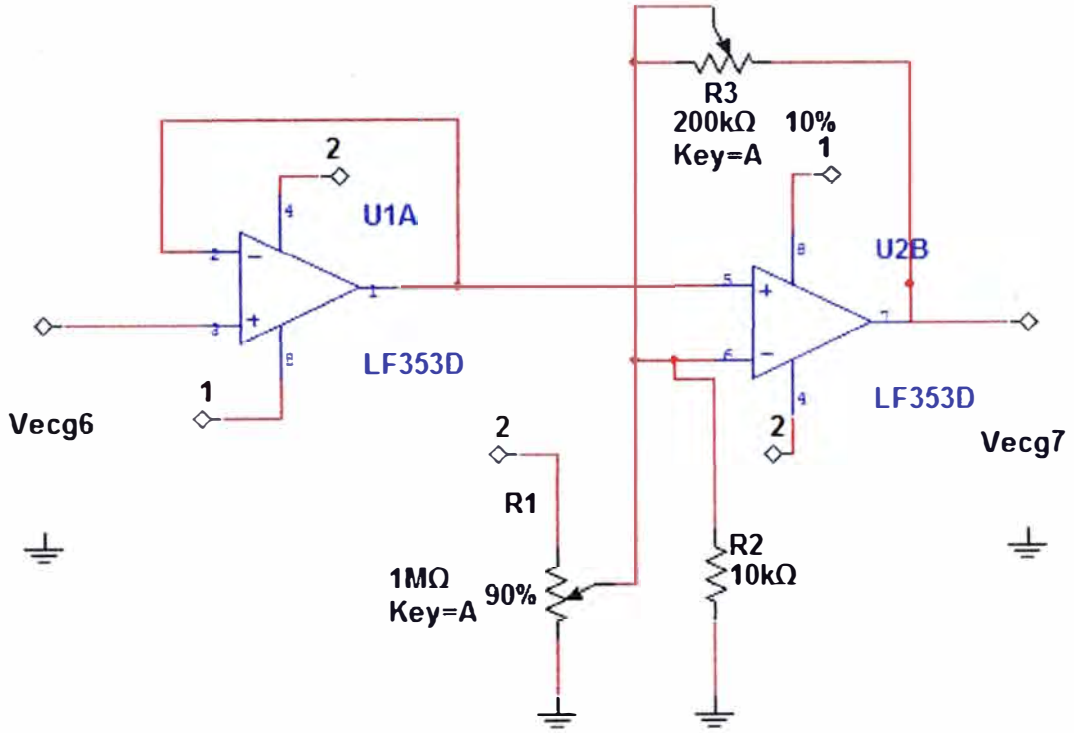


Figura 3.30 Acondicionamiento de Rango Dinámico de la señal: Buffer y un sumador no inversor.

CAPITULO IV
RESULTADOS

4.1 Introducción

En este capítulo se presenta los resultados de la simulación de la señal ecg obtenidos mediante el Software Multisim de cada una de las etapas de acondicionamiento de la señal ecg mencionados en el capítulo III. Dada la importancia de la señal biomédica, se ha utilizado la onda real con sus propias características descritas en el capítulo II para la simulación. En la etapa de acondicionamiento de las señales se debe aplicar pruebas que permitan que la señal obtenida por los electrodos sea copia fiel a la obtenida a la salida de esta etapa, y para que el registro de la misma indique las patologías del corazón y que el especialista médico diagnostique sin error.

También es necesario mencionar que la onda ecg real para el análisis ha sido obtenida de National Instruments y que mediante un procedimiento detallado por el mismo medio [19], se ha configurado en el Software Multisim. Las formas de onda que toman los electrodos de las extremidades superiores e inferiores del paciente están contaminadas con una tensión en modo común y que a través del diseño del preamplificador descrito en el capítulo III se obtendrá la señal típica ecg para su respectivo procesamiento en las posteriores etapas.

En este capítulo se analizará a la onda de interés en cada una de las etapas explicadas en el capítulo III, desde la toma de la señal por los electrodos, la preamplificación que permite tomar la señal, los filtros: pasaaltos, pasabajos y notch; la amplificación y el acondicionamiento para su posterior registro.

4.2 Simulación de la onda ecg en los circuitos de acondicionamiento

4.2.1 Simulación en la etapa pre amplificadora

En esta etapa, se ha agregado 2 buffer a las entradas del amplificador AD620AN, ya que con esta configuración se obtiene una alta impedancia de entrada y una pequeña impedancia de salida. Además la configuración del buffer otorga una ganancia unitaria.

Es necesario mencionar que los electrodos toman la señal contaminada de voltaje de modo común en forma idéntica sólo para los efectos de simulación tal como se aprecia en la Figura 4.1.

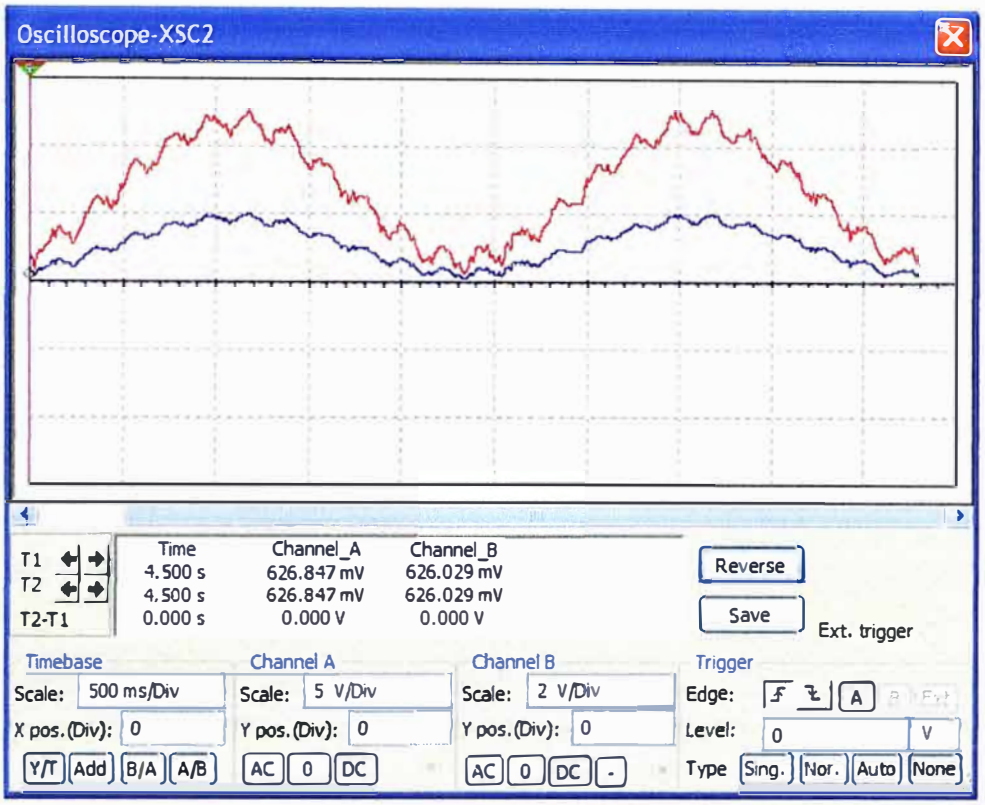


FIGURA 4.1 Señales típicas que toman los electrodos (ELECTRODO1 y ELECTRODO2) contaminadas de voltaje de modo común [19].

El amplificador LF353D actúa como un seguidor de tensión en la Figura 4.2

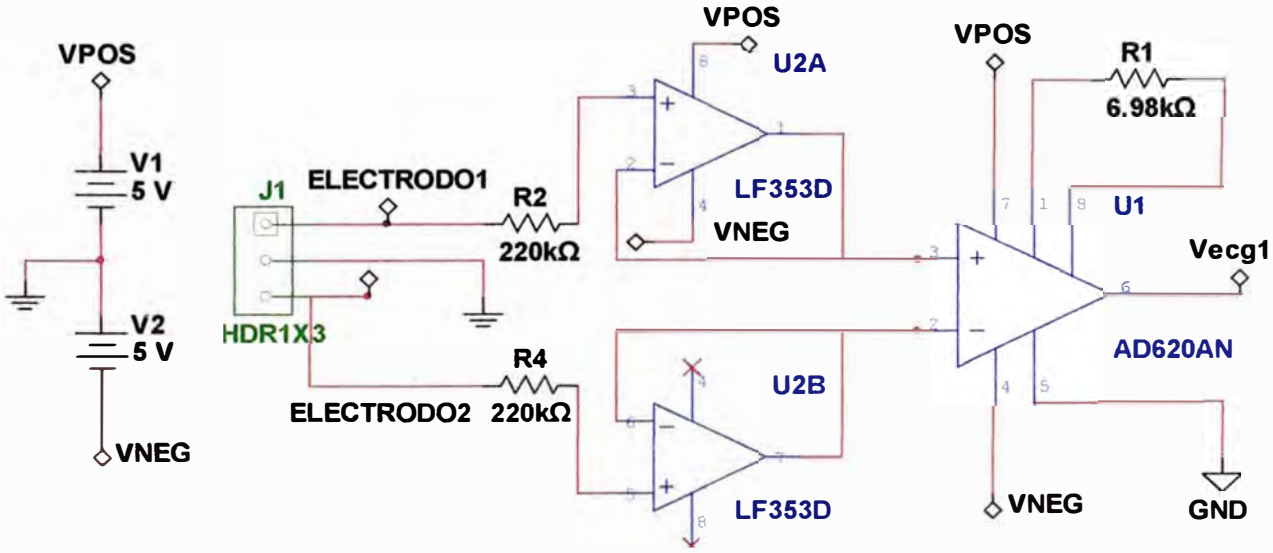


FIGURA 4.2 Circuito preamplificador con la inclusión de 2 buffers

A la salida del preamplificador (Vecg1) se observa la señal ecg real tal como muestra la Figura 4.3. En este caso se aprecia que la onda ecg tiene una amplitud de

aproximadamente 25 mV (Vecg1), de modo que la señal contaminada de voltaje de modo común tomada por el electrodo sería de 3 mV (G1= 8).

Figura 4.3 onda típica ecg a la salida del preamplificador AD620AN

4.2.2 Simulación en la etapa de los filtros

En esta etapa se simulará la onda ecg en los siguientes filtros:

4.2.2.1 Filtro pasaalto

A la salida de la etapa preamplificadora se conecta el filtro pasaalto mostrado en la figura 4.4 para eliminar ondas cuyas frecuencias son menores a 0.1 Hz.

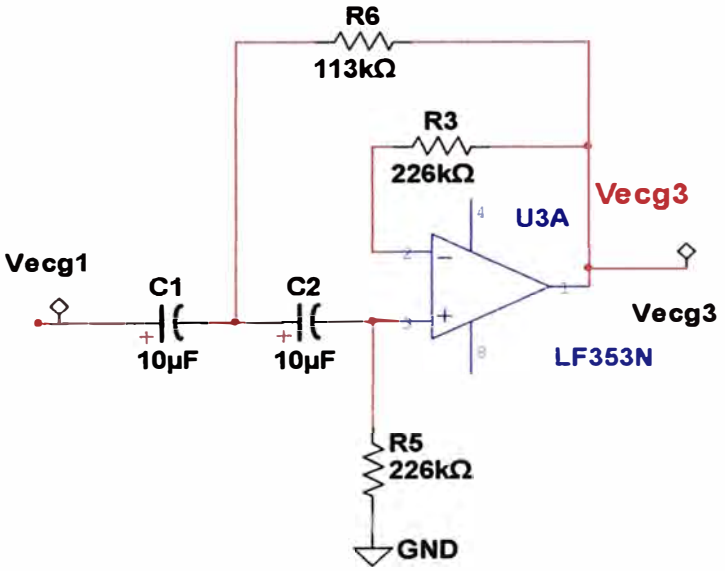


Figura 4.4 Filtro pasaalto de segundo orden

Quedando el circuito como se muestra en la Figura 4.5 y donde se simulará la onda ecg.

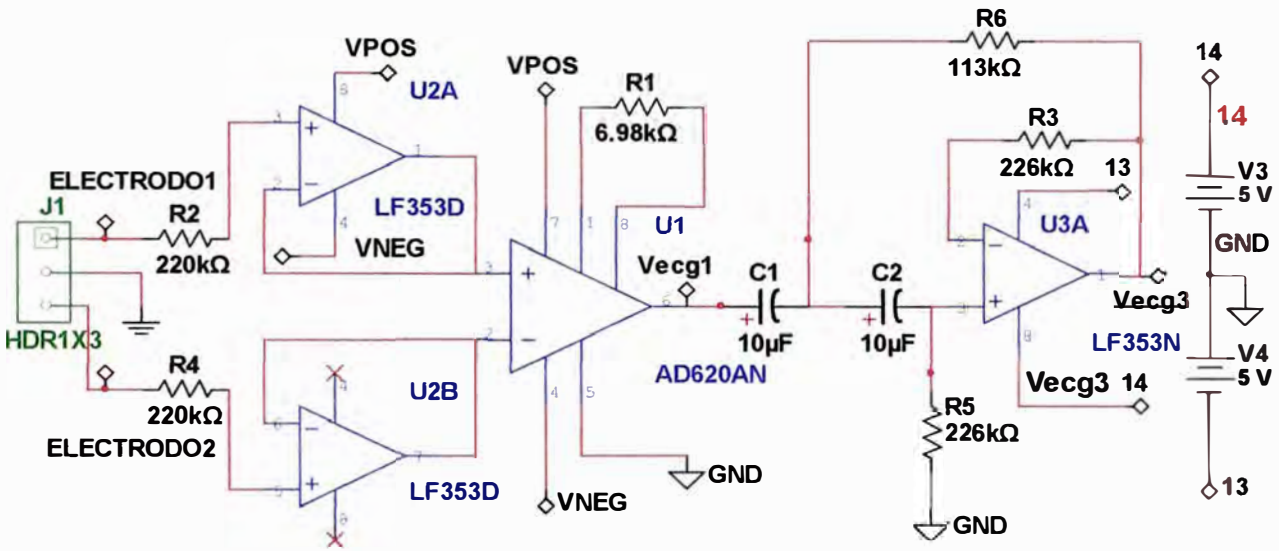


FIGURA 4.5 Circuito preamplificador y filtro pasa alto.

Utilizando el circuito de la Figura 4.5 se realizó la simulación y se obtuvo a la salida del mismo la señal Vecg3 como muestra la figura 4.6.

Se aprecia de la Figura 4.6 que la onda ecg (Vecg3) no ha sufrido ningún tipo de distorsión y su amplitud es del mismo valor que Vecg1=25 mV ya que el filtro pasaalto tiene ganancia unitaria (G3=1).

Figura 4.6 Onda ecg a la salida del filtro pasaalto (Vecg3).

4.2.2.2 Filtro pasabajo

A la salida del filtro pasaalto colocamos el filtro pasabajo mostrado en la Figura 4.7.

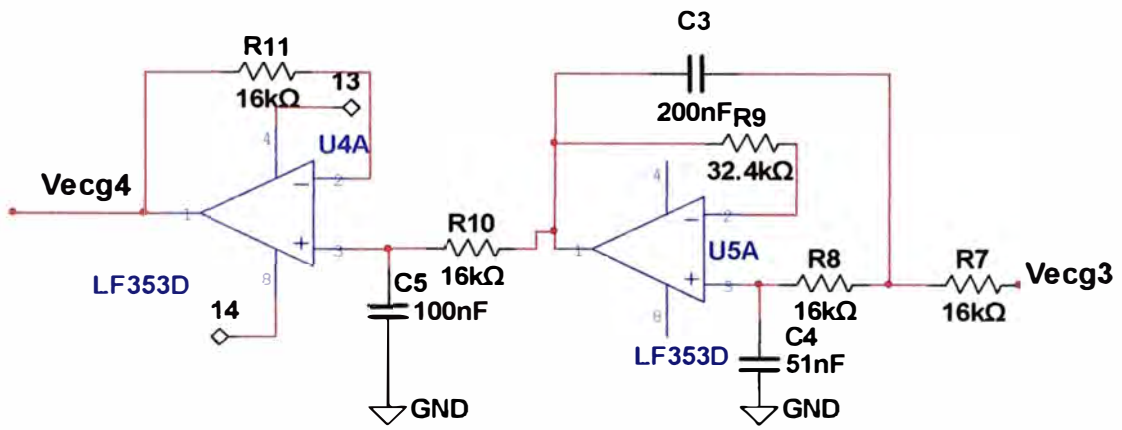


Figura 4.7 Filtro pasabajo de tercer orden

El filtro pasabajo de la Figura 4.7 es similar al filtro diseñado en el capítulo III, existe una mínima variación en los valores de la resistencia R9 y C4 pero cumpliendo que la frecuencia de corte sea siempre 100hz.

Para realizar la simulación acoplamos con el anterior circuito de la Figura 4.5 y obtenemos el circuito de la Figura 4.8.

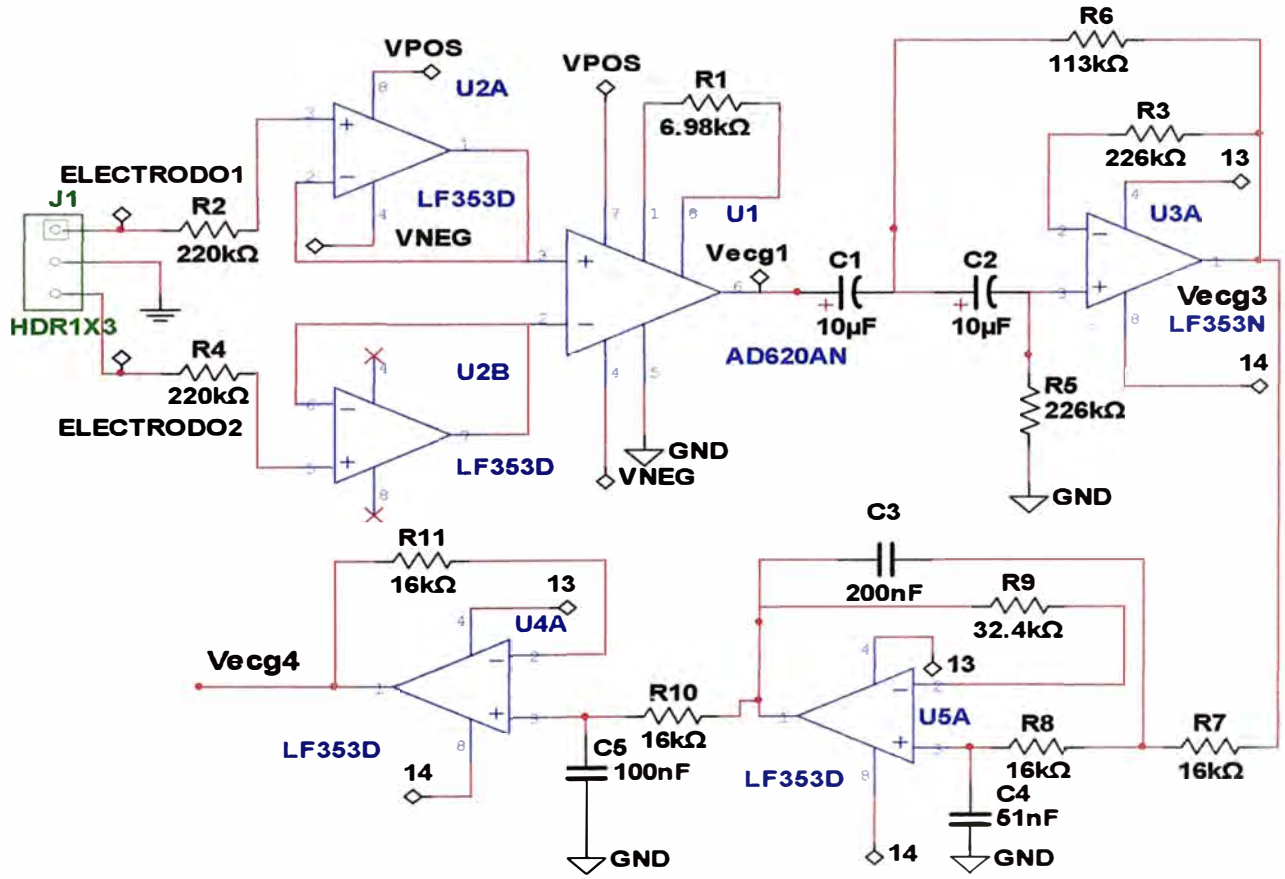


Figura 4.8 Circuito preamplificador, filtro pasaalto y filtro pasabajo.

Con el circuito de la figura 4.8 se realizó la simulación y se obtuvo a la salida del mismo la onda ecg (Vecg4) como muestra la Figura 4.9.

Figura 4.9 Onda ecg a la salida del filtro pasabajo (Vecg4)

Se observa que la onda ecg no ha sufrido ningún tipo de variación a la salida del filtro pasabajo, su amplitud sigue siendo la misma (G4=1).

4.2.2.3 Filtro Notch

A la salida del circuito de la Figura 4.8 se le acopla el filtro notch o filtro elimina banda que se muestra en la Figura 4.10, cuya función es eliminar la interferencia de la red (60 Hz)

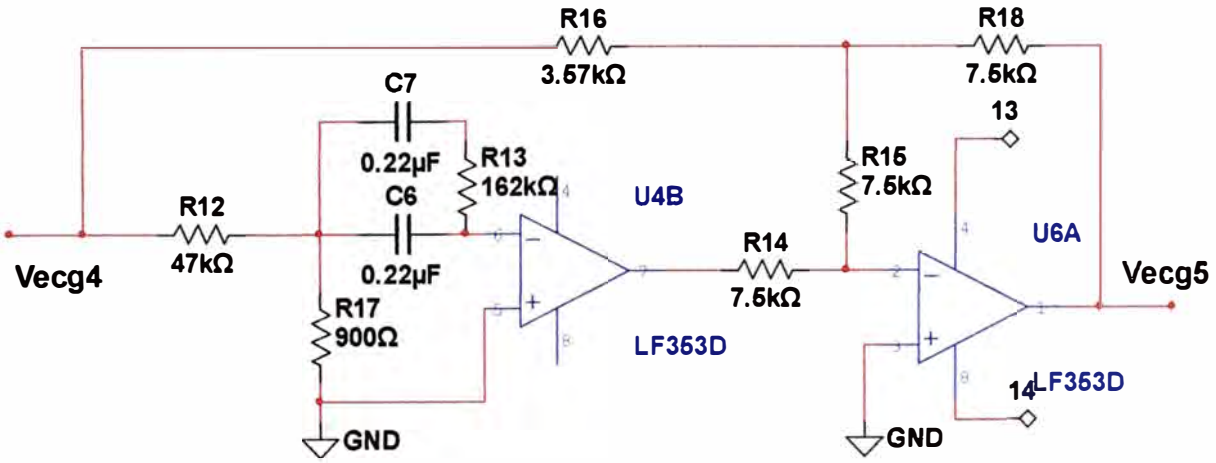


Figura 4.10 filtro notch (frecuencia de corte de 60 Hz)

Acoplando el filtro notch con el circuito de la Figura 4.8 se tiene:

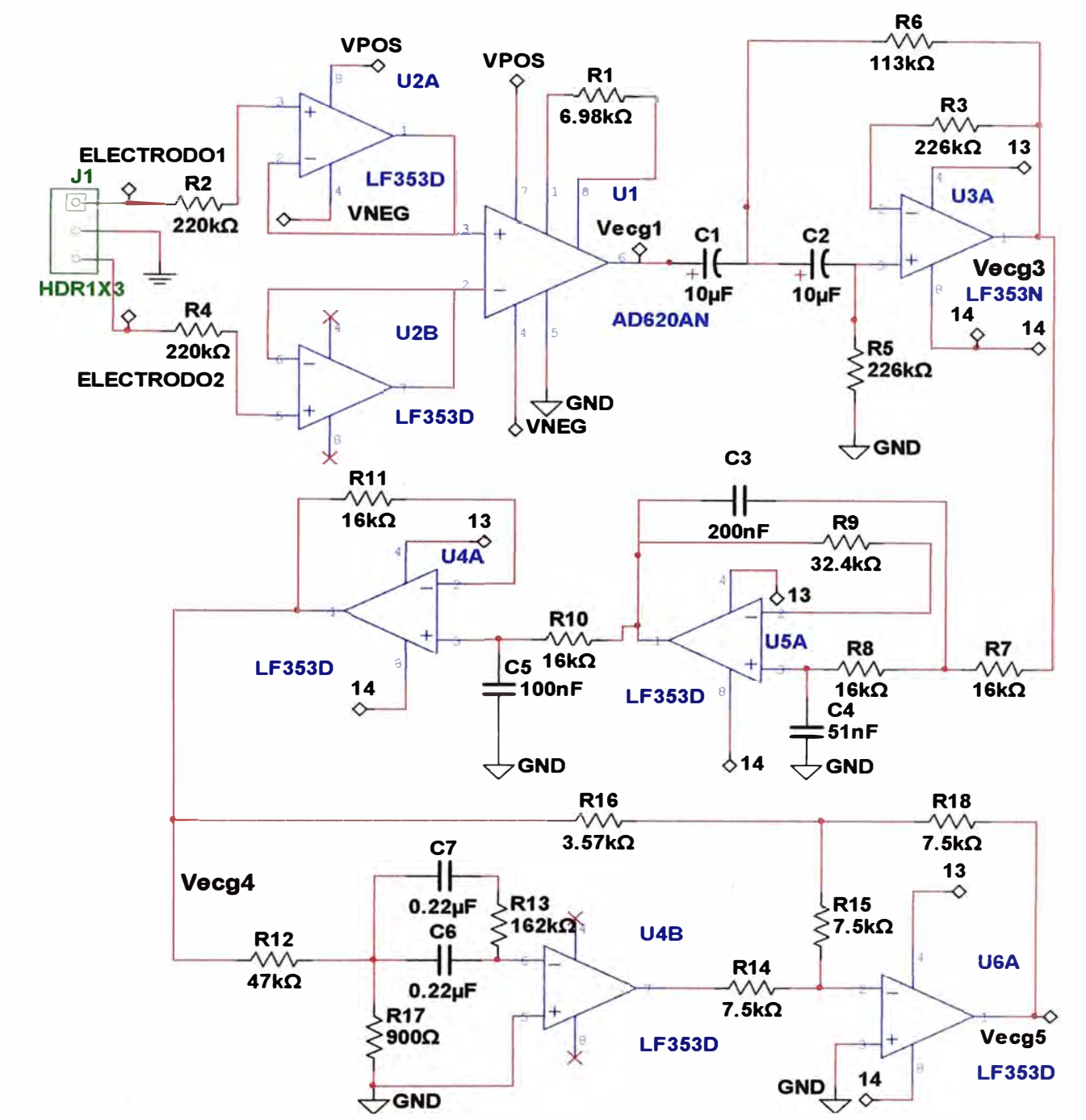


Figura 4.11 Circuito preamplificador, filtro pasaalto, filtro pasabajo y filtro notch de una onda ecg.

A la salida del circuito mostrado se obtuvo la onda ecg (Vecg5) tal como se muestra en la Figura 4.12.

En el capítulo III se diseñó el filtro notch con una ganancia G4 = -2, lo cual se comprueba gráficamente al obtener la onda invertida y con una amplitud de aproximadamente de 50 mV que es el doble del valor de Vecg4, tal como se aprecia en la Figura 4.12.

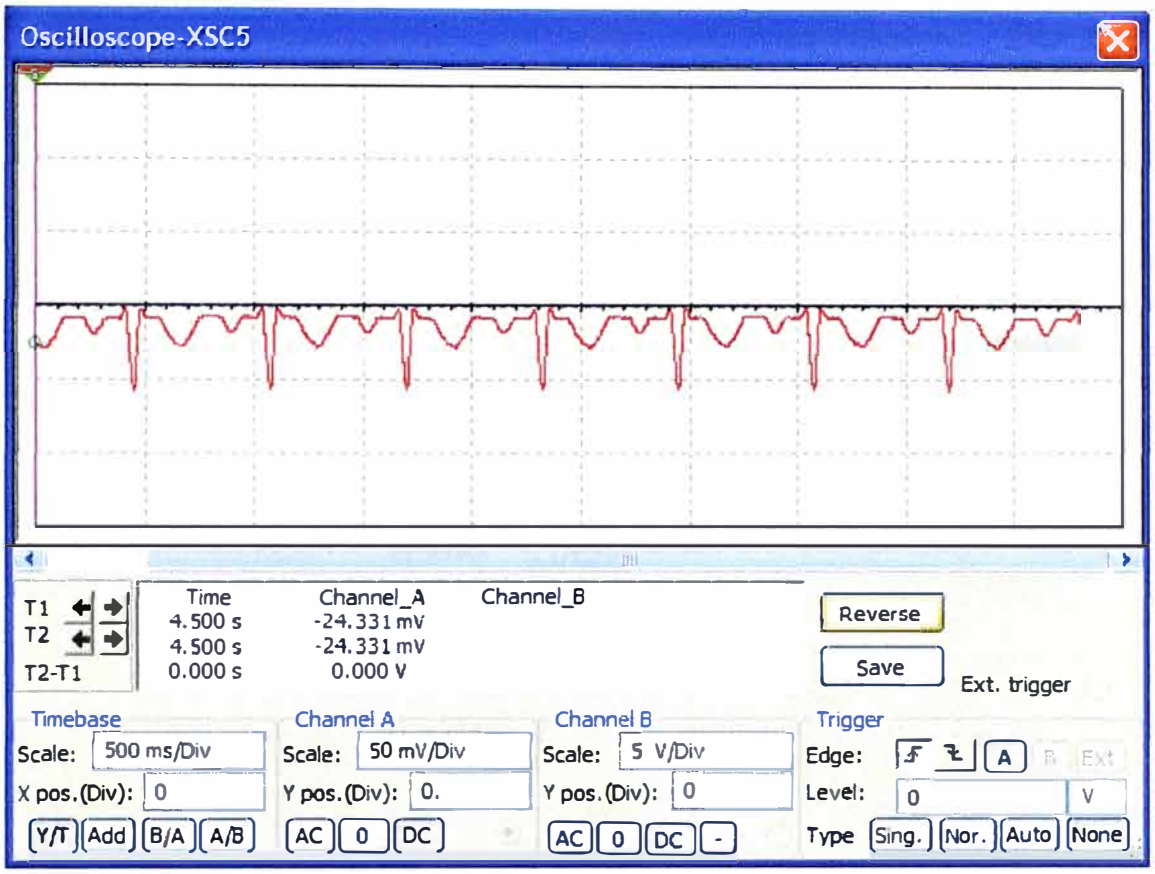


Figura 4.12 Onda ecg a la salida del filtro notch (Vecg5)

4.2.3 Simulación en el amplificador

Luego de que la onda es filtrada, sigue siendo relativamente débil, por lo que es necesario amplificarla. En este caso se le ha asignado una ganancia negativa de 20 (G5= -20) y el circuito que cumple con ésta especificación es mostrado en la Figura 4.13.

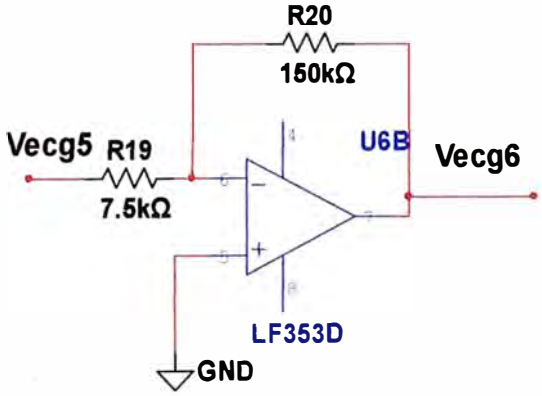


Figura 4.13 Circuito amplificador de una onda ecg

En el circuito de la figura 4.13 la señal Vecg5 es amplificada por un factor de -20 y se obtiene la señal Vecg6. Acoplando el circuito amplificador a la salida del circuito de la Figura 4.12 se tiene:

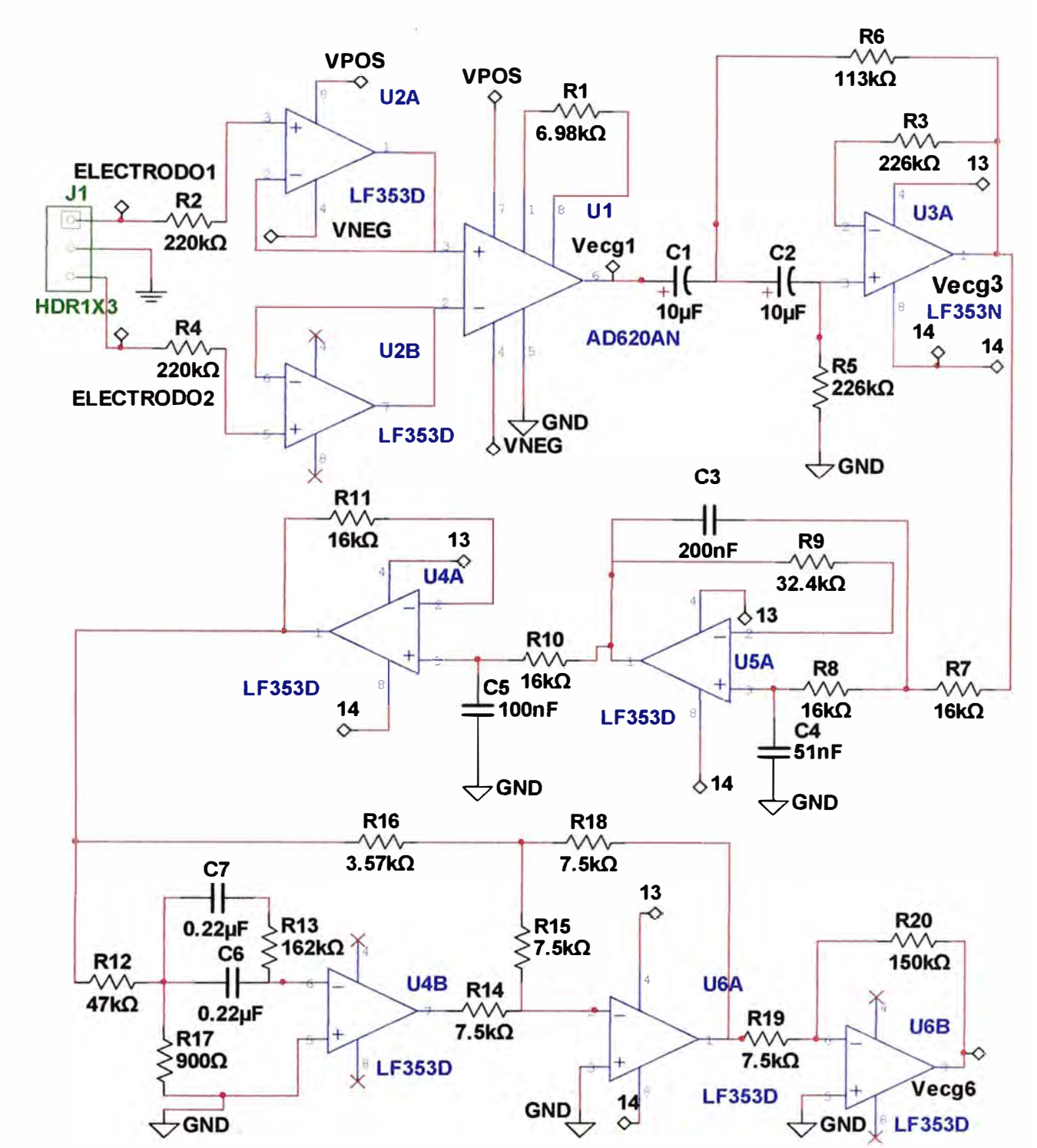


Figura 4.14 Circuito preamplificador, filtro pasaalto, filtro pasabajo, filtro y amplificador de una onda ecg.

A la salida del circuito de la Figura 4.14 se obtiene la onda ecg (Vecg6) como muestra la Figura 4.15 con una amplitud de 1 V, ésta amplitud se comprueba mediante el diseño especificado en el capítulo III donde se amplifica y se invierte la señal por un factor de 20. Si Vecg5 posee una amplitud de 50 mV, entonces Vecg6 será 1 V.

Figura 4.15 Onda ecg a la salida del amplificador (Vecg6)

4.2.4 Simulación en el acondicionamiento de rango dinámico de la señal

En la etapa final de los circuitos de acondicionamiento es necesario fijar el rango dinámico de la onda ecg. Como ejemplo en este informe se ha elegido el rango de 0 a 5 V. El circuito de la Figura 4.16 nos proporciona un nivel de voltaje y rango deseado con tan sólo variando el potenciómetro. (R23) y una ganancia (G7) variando el otro potenciómetro (R24).

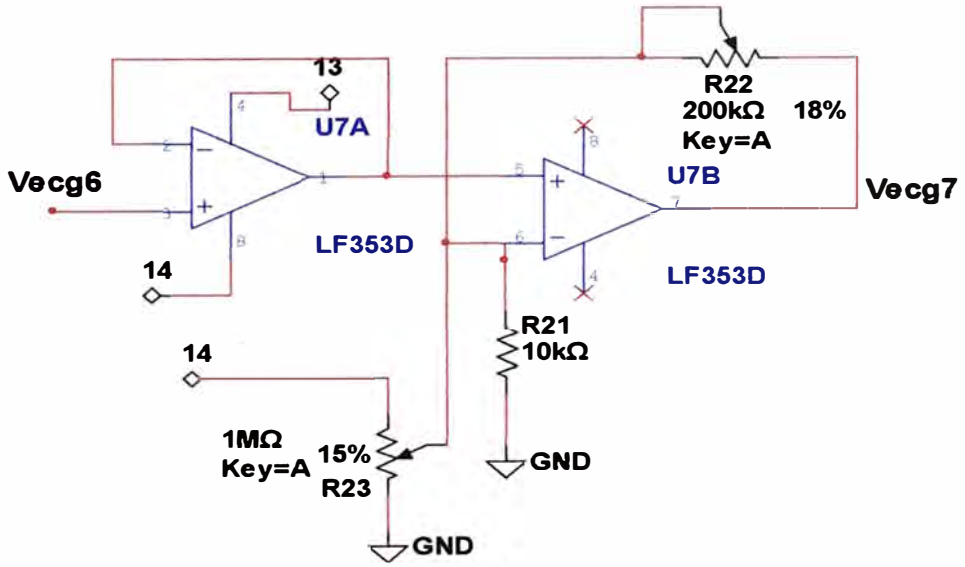


Figura 4.16 Circuito de acondicionamiento de rango dinámico de la señal ecg.

El circuito de la Figura 4.16 permite que la onda ecg (Vecg7) obtenida a su salida se ubique en el rango de 0 a 5 V. Si lo acoplamos con el circuito de la Figura 4.14 se obtiene el circuito final mostrado en la Figura 4.17:

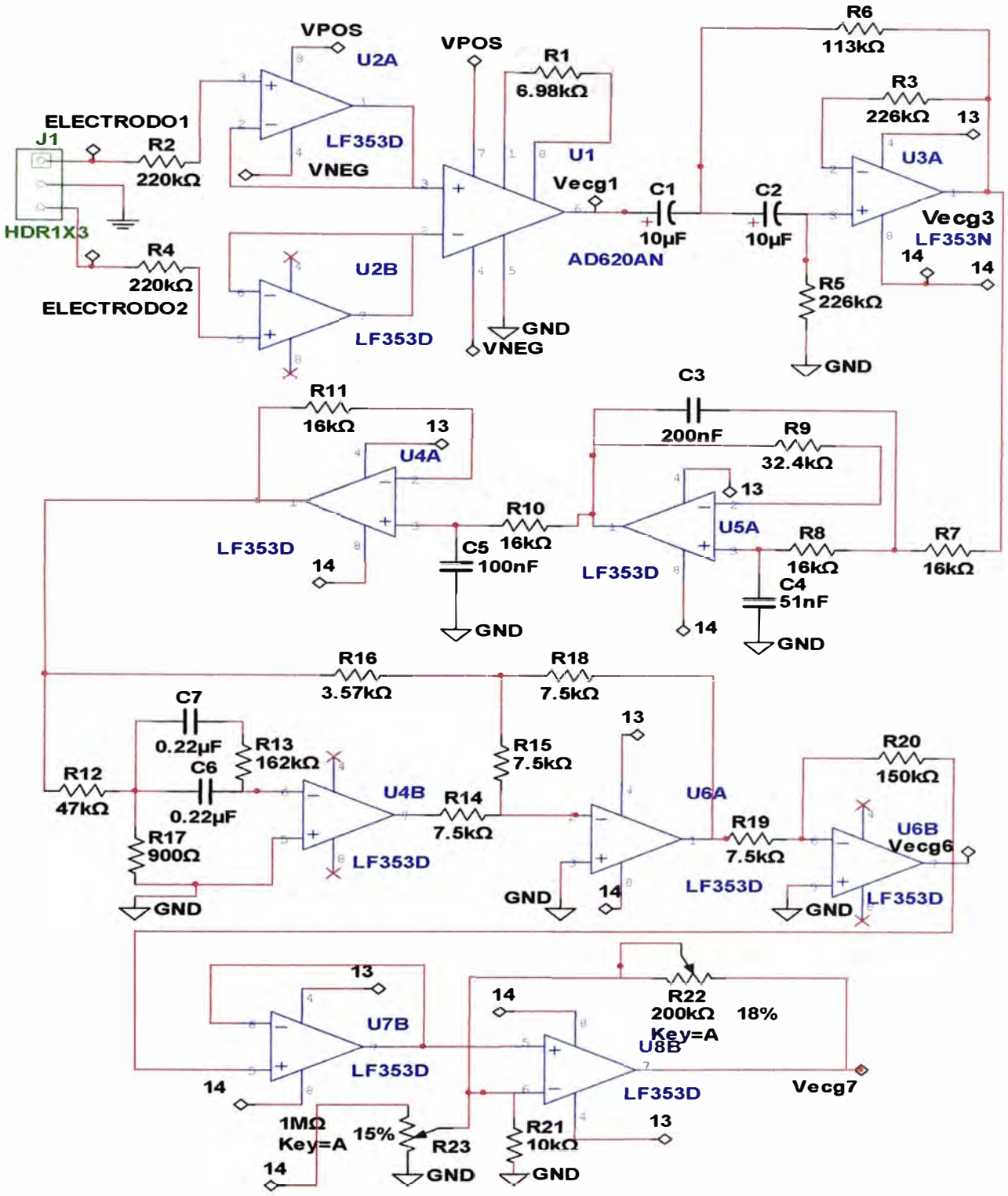


Figura 4.17 **Circuito preamplificador, filtro pasaalto, filtro pasabajo, filtro notch, circuito amplificador y de acondicionamiento de rango dinámico.**

A la salida del circuito de acondicionamiento dinámico se obtiene la onda final Vecg7, tal como se propuso en el capítulo III.

Figura 4.18 Onda ecg a la salida de a etapa de condicionamiento dinámico Vecg7 de 0 a 5V.

En la Figura 4.18 se aprecia la onda ecg al final del circuito de acondicionamiento, si se compara con la obtenida en la Figura 4.3 se puede apreciar que son casi idénticas, es decir, casi no ha sufrido ningún tipo de distorsión.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Conclusiones

1) Los electrodos por tener contacto permanente con el paciente y para evitar posibles fallos se debe colocar una resistencia de 220KΩ en serie.

2) Los amplificadores en la etapa preamplificadora deben tener una alta impedancia de entrada y un CMRR muy alto. Son parámetros de diseño crítico al momento de diseñar un circuito

3) En la etapa preamplificadora la ganancia debe ser apropiada de lo contrario se puede saturar el amplificador por tener en su entrada voltaje dc (mV) debido a la polarización de los electrodos.

4) Se considera el ancho de banda de la onda ecg de 0,1hz – 100hz, porque en ese rango lleva la mayor información.

5) En todos los circuitos de acondicionamiento, se debe tener en cuenta un filtro eliminabanda para atenuar la interferencia de la red (60hz).

6) En la etapa de acondicionamiento dinámico es necesario contar con un amplificador sumador para anular las tensiones en offset de los amplificadores.

Recomendaciones

1) En la etapa preamplificadora siempre se debe elegir amplificadores de instrumentación.

2) En el diseño de los circuitos de acondicionamiento es necesario elegir amplificadores con bajas tensiones de offset.

3) Es importante contar con resistencias y condensadores de precisión, para poder especificar en forma exacta las frecuencias de corte de los filtros.

4) En la etapa preamplificadora no debe existir una excesiva ganancia, de lo contrario, se puede saturar el amplificador debido al voltaje de modo común.

5) En la etapa de filtrado, hay que tener en cuenta en elegir condensadores de orden de los microfaradios, de lo contrario, las resistencias tomarán valores muy altos.

Trabajos Futuros

Una mejora a futuro del circuito de acondicionamiento para señales ecg es en la etapa del filtrado. Típicamente se hace el filtrado en el dominio analógico y los microprocesadores, microcontroladores o procesadores DSP se usa principalmente para las comunicaciones. De este modo no se aprovecha la potencia de la base digital para procesar la señal en su estado original.

En vista de ello se puede simplificar la cadena del proceso de la señal, incorporando un microconverter ADuC842, que puede combinar ADCs, filtros y microprocesador en un solo integrado. Otra de las ventajas es su flexibilidad de implementación de filtros.

Dado que se puede capturar y registrar los biopotenciales directamente y por ende se disminuye el hardware hasta en un 60% logrando así la disminución del costo y también el consumo de energía.

ANEXO A

ANÁLISIS DE UN AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN

ANALISIS DE UN AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN

Amplificador de instrumentación lo cual es mostrada en la Figura A.1

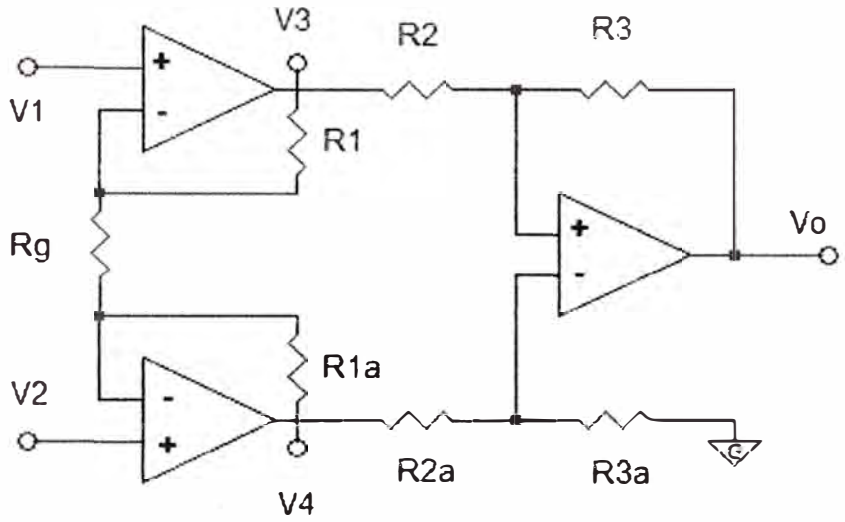


Figura A.1 Configuración básica de 3 Amplificadores.

Para hallar su CMR es necesario dividirlo en dos etapas, la primera está formada por los 2 amplificadores espejo unidos por la resistencia Rg y la segunda está formada por el amplificador diferencial cuyo análisis ha sido tratado anteriormente. De la figura 3.6 se va a calcular V3 y V4, luego este resultado serán las entradas para el tercer amplificador, cuyo comportamiento es conocido. Aplicando el principio de superposición en esta primera etapa tal como muestra la figura 2, hacemos que V2=0.

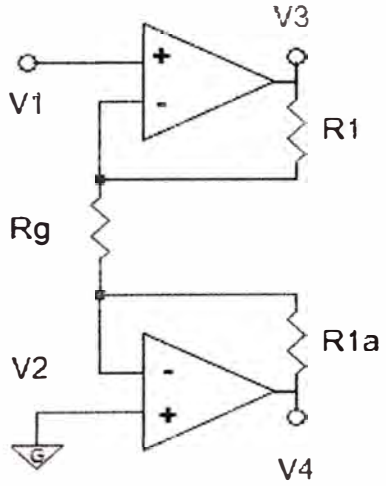


Figura A.2 Primera etapa del Amplificador de Instrumentación (V2=0)

Llamando Ig a la corriente que circula por la resistencia Rg se tiene:

$$V3=Ig(R1+Rg) \tag{A.1}$$

$$V3=V1\frac{(R1+Rg)}{Rg} \tag{A.2}$$

$$V4=-Ig\ R1a \tag{A.3}$$

$$V4= -V1\ \frac{R1a}{Rg} \tag{A.4}$$

Ahora haciendo que V1=0, como muestra la figura A.3

$$V3=-Ig\ R1 \tag{A.5}$$

$$V3=-V2\left(\frac{R1}{Rg}\right) \tag{A.6}$$

$$V4=Ig(R1a+Rg) \tag{A.7}$$

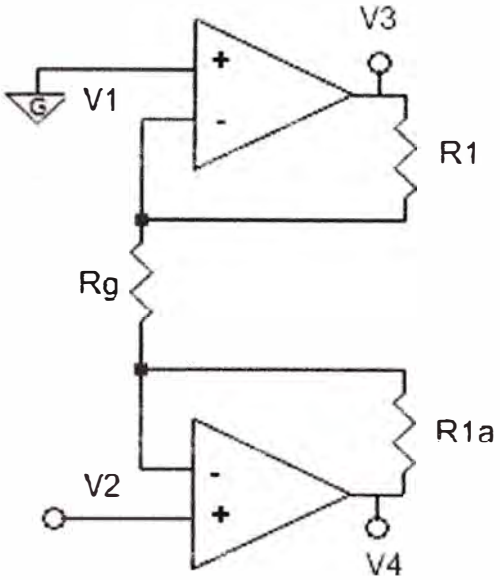


Figura A.3 Primera etapa del amplificador de Instrumentación (V1=0)

$$V4=V2\ (1+\frac{R1a}{Rg}) \tag{A.8}$$

Sumando las dos contribuciones de las ecuaciones A.2 y A.6 se tiene:

$$V3=V1\ (1+\frac{R1}{Rg})\ -V2\ (\frac{R1}{Rg}) \tag{A.9}$$

De la misma forma A.4 y A.8:

$$V4=-V1\ (\frac{R1a}{Rg})\ +\ V2\ (1+\frac{R1a}{Rg}) \tag{A.10}$$

Aplicando los potenciales V3 y V4 hallados, al amplificador diferencial de la segunda etapa se obtiene Vo:

$$Vo=-\frac{R3}{R2}\ V3\ +\ \frac{(R2+R3)R3a}{(R2a+R3a)R2}\ V4 \tag{A.11}$$

La ecuación es una expresión general y una condición ideal sería cuando se cumple que R2=R2a y además R3=R3a, en este caso se tendría:

$$Vo=-\frac{R3}{R2}\ (V3-V4) \qquad (A.12)$$

Tomando la diferencia de potencial de V3 y V4 halladas en las ecuaciones A.9 y A.10 respectivamente:

$$V3-V4=(V1-V2)\left(1+\frac{R1}{Rg}+\frac{R1a}{Rg}\right) \qquad (A.13)$$

Y tomando lo hallado en la ecuación A.13 para obtener Vo en A.12 se tiene:

$$Vo=-\frac{R3}{R2}\left(1+\frac{R1}{Rg}+\frac{R1a}{Rg}\right)(V1-V2) \qquad (A.14)$$

Obviamente la expresión corresponde a un amplificador diferencial a pesar de haber supuesto únicamente condiciones en la segunda etapa. En dicha expresión no influye si R1 es igual a R1a. Pero, se suele hacer que R1 sea igual a R1a y en ese caso se tiene:

$$Vo=-\frac{R3}{R2}\left(1+2\frac{R1}{Rg}\right)(V1-V2) \qquad (A.15)$$

De donde obtenemos la expresión de la ganancia diferencial (Gd):

$$Gd=\frac{R3}{R2}\left(1+2\frac{R1}{Rg}\right) \qquad (A.16)$$

Esta ecuación se puede dividir en dos partes, haciendo que:

$$Gd=Gd1\ Gd2 \qquad (A.17)$$

Donde Gd1 representa la ganancia diferencial de la primera etapa y Gd2 la ganancia diferencial de la segunda etapa:

$$Gd1=1+2\frac{R1}{Rg} \qquad (A.18)$$

$$Gd2=\frac{R3}{R2} \qquad (A.19)$$

La ganancia Gd depende de Rg. A medida que disminuye Rg, mayor es la ganancia diferencial.

Para calcular el CMR tenemos:

$$CMR=\frac{Gd}{Gcm} \qquad (A.20)$$

$$CMR=\frac{Gd1Gd2}{Gcm} \qquad (A.21)$$

Para este caso no sabemos la expresión que representa Gcm (ganancia en modo común). Para ello colocamos a la entrada de los terminales una tensión en modo común Vcm tal como muestra la figura A.4

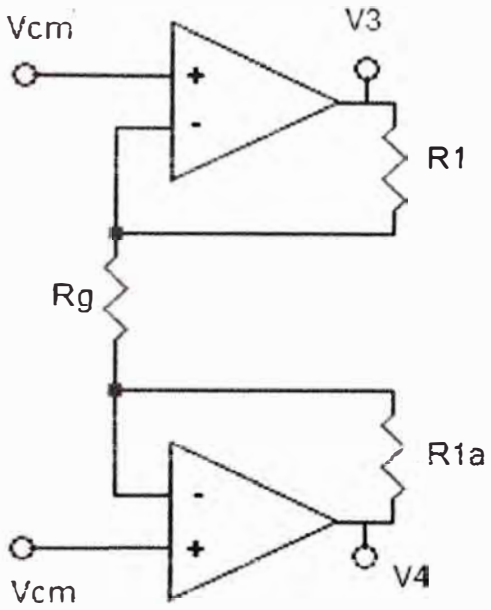


Figura A.4 Primera etapa conectados a voltaje común Vcm

Dado que en los extremos de la resistencia Rg, la tensión es de la misma magnitud (Vcm), se deduce que la intensidad de corriente que pasa por dicha resistencia es nula, por lo tanto V3 y V4 poseen la misma tensión Vcm. Entonces la ganancia en modo común en esta primera etapa (Gcm1) es:

$$Gcm1=1 \tag{A.22}$$

Si queremos hallar el Gcm, sería:

$$Gcm=Gcm1\ Gcm2. \tag{A.23}$$

Donde Gcm2 es la ganancia de modo común en la segunda etapa y tomando en cuenta la expresión A.22 se tiene:

$$Gcm=Gcm2 \tag{A.24}$$

Sustituyendo en la ecuación A.21 se tiene:

$$CMR=\frac{Gd}{Gcm}=\frac{Gd1Gd2}{Gcm1Gcm2}=\frac{Gd1\ Gd2}{Gcm2} \tag{A.25}$$

Pero:

$$CMR_2=\frac{Gd2}{Gcm2} \tag{A.26}$$

Reemplazando la ecuación A.26 en A.25 se tiene:

$$CMR=Gd1\ CMR_2 \tag{A.27}$$

El CMR total es el producto de la ganancia diferencial de la primera etapa multiplicada por el CMR de la segunda (CMR_2). En esta ecuación si queremos un alto CMR, es necesario otorgarle la mayor ganancia posible a la primera etapa. De esta manera se consigue un CMR muy alto, de aproximadamente 130 dB.

Finalmente la ganancia Gd hallada en la ecuación A.16 depende de 4 resistencias (R1, R2, R3 y Rg), lo cual es muy difícil de ajustar si queremos una ganancia específica, lo recomendable es hacer que R3 sea igual a R2 y se tiene

$$Gd= \left(1+2\frac{R1}{Rg}\right) \qquad (A.28)$$

ANEXO B

COSTOS DE LOS COMPONENTES ELECTRÓNICOS DE LOS CIRCUITOS DE ACONDICIONAMIENTO

PRECIO DE LOS COMPONENTES ELECTRÓNICOS DEL CIRCUITO DE ACONDICIONAMIENTO

TABLA B.1 Costos de los componentes del Circuito de acondicionamiento.

Componente Electrónico	Cantidad	Precio (nuevos soles)
Op Amps LF 353D (duales)	5	S/ 5.00
Amplificador de Instrumentación AD620AN	1	S/ 50.00
Resistencia 6.98 KΩ (R1) ¼ W	1	S/ 0.50
Resistencia 220 KΩ (R2 y R4) ½ W	2	S/ 1.00
Resistencia 226 KΩ (R3 Y R5) ¼ W	2	S/ 1.00
Resistencia 113 KΩ (R6) ¼ W	1	S/ 0.50
Resistencia 16 KΩ (R7, R8, R10 y R11) ¼ W	4	S/ 2.00
Resistencia 32.4 KΩ (R9) ¼ W	1	S/ 0.50
Resistencia 47 KΩ (R12) ¼ W	1	S/ 0.50
Resistencia 162 KΩ (R13) ¼ W	1	S/ 0.50
Resistencia 7.5 KΩ (R14, R15, R18 y R19) ¼ W	4	S/ 2.00
Resistencia 3.57KΩ (R16) ¼ W	1	S/ 0.50
Resistencia 0.9 KΩ (R17) ¼ W	1	S/ 0.50
Resistencia 150 KΩ (R20) ¼ W	1	S/ 0.50
Resistencia 10 KΩ (R21) ¼ W	1	S/ 0.50
Potenciómetro 1 200 KΩ (R22) ¼ W	1	S/ 0.50
Potenciómetro 2 1 MΩ (R23) ¼ W	1	S/ 0.50
Capacitor 10 μF (C1 y C2) 10 V	2	S/ 1.00
Capacitor 200 nF (C3) 10 V	1	S/ 0.50
Capacitor 51 nF (C4) 10 V	1	S/ 0.50
Capacitor 100 nF (C5) 10 V	1	S/ 0.50
Capacitor 0.22 μF (C6 y C7) 10 V	2	S/ 1.00
Costo total		S/70.00

BIBLIOGRAFÍA

[1] Ramón Pallas Areny. "Sensores y Acondicionadores de Señal". Cuarta Edición 2007. Alfaomega Editores.

[2] José Ferrero Corral. "Bioelectrónica: señales Bioeléctricas". Primera Edición. 1994. Universidad Politécnica de Valencia.

[3] José Momplín Poblet. "Introducción a la Bioingeniería". Segunda Edición. 1988. Serie Mundo Electrónico.

[4] John Webster. "Medical Instrumentation: Application and design". Cuarta Edición. 2010. Publicaciones John Wiley and Sons Inc.

[5] Laura Moreno Ochoa. "Como Entender un Electrocardiograma". Ediciones Díaz de Santos. 2000.

[6] Juan José Arango Escobar. "Manual de Electrocardiografía". Quinta Edición. 2003.

[7] Carlos Castellano, Miguel Ángel Peres de Juan. "Electrocardiografía Clínica". Segunda Edición. 2004.

[8] Robert F. Coughlin, Frederick F. Driscoll. "Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados". Quinta Edición en Español. 1999. Prentice Hall Hispanoamericana.

[9] Robert B. Northrop. "Analysis and Aplications of Analog Electronic Circuits to Biomedical Instrumentation". Primera edición. 2003. Biomedical Engineering Series.

[10] David Prutchi, Michael Norris "Design and Development of medical Electronic Instrumentation". Segunda Edición. Publicaciones John Wiley and Sons Inc.

[11] J. Hilburn y D Johnson. "Manual of Active Filter Design". Segunda Edición.1983 Mc Graw Hill.

[12] Josep Balcells, Francesc Daura, Rafael Sparza y Ramón Pallás. Interferencias Electromagnéticas en Sistemas Electrónicos. Segunda Edición. 1992. Serie Mundo Electrónico. España.

[13] Burr Brown Products. Datasheets ISO124 (Amplificador de Aislamiento).

[14] Burr Brown Products. Datasheets BB722. (Convertidor DC – DC).

[15] Analog Devices. Datasheets AD620 (Amplificador de Instrumentación).

[16] Analog Devices. Datasheets OP97 (Amplificador de Precisión).

[17] Burr Brown Products. Datasheets INA128 (Amplificador de Instrumentación).

[18] Texas Instruments. Datasheets TL084CN (Amplificador Operacional).

[19] http://zone.ni.com/devzone/cda/epd/p/id/5925#0requirements

[20] Vander Slaten. 4th European Conference of the International Federation for Medical and Biological. 2008. Ediciones Springer.

[21] Antonio Bayes de Luna. "Comprender la Insuficiencia Cardiaca". Segunda Edición. 2009. España. Editorial Amat

[22] Fleur L Strand. Fisiologia Humana. Un Enfoque Integrado. Cuarta Edición. 2008. Editorial Médica Panamericana. España.