

DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN

**“Diseño y Fabricación de un Electrodo Inalámbrico
para Medición de Biopotenciales en un
Electrocardiógrafo”**

POR

Victor de la Cruz Cortes

TESIS

**PRESENTADA COMO REQUISITO PARCIAL PARA OBTENER EL
GRADO DE MAESTRO EN CIENCIAS EN INGENIERÍA ELÉCTRICA**

DIRECTOR DE TESIS

Dr. Francisco Gerardo Flores García

CODIRECTOR DE TESIS

Dr. Mario Francisco Jesús Cepeda Rubio

ISSN: 0188-9060

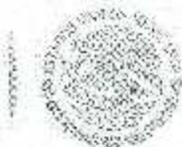


RIITEC: (10)-TMCIE-2017

Torreón, Coahuila, México
Julio 2017

SEP

SECRETARÍA DE
EDUCACIÓN PÚBLICA



TECNOLÓGICO NACIONAL DE MÉXICO
Instituto Tecnológico de La Laguna

Torreón, Coah., **14/Junio/2017**
Dependencia: DEPI/CPCIE
Oficio: DEPIJ/CPCIE/051/2017
Asunto: Autorización de impresión
de tesis.

C. Víctor de la Cruz Cortes
CANDIDATO AL GRADO DE MAESTRO EN CIENCIAS EN INGENIERÍA ELÉCTRICA.
PRESENTE

Después de haber sometido a revisión su trabajo de tesis titulado:

"Diseño y Fabricación de un Electrodo Inalámbrico para Medición de Biopotenciales en un Electrocardiógrafo"

Habiendo cumplido con todas las indicaciones que el jurado revisor de tesis hizo, se le comunica que se le concede la autorización con número de registro **RIITEC: (10)-TMCIE-2017**, para que proceda a la impresión del mismo.

ATENTAMENTE

EDUCACIÓN TECNOLÓGICA FUENTES DE INNOVACIÓN

DR. ARMANDO LONGORIA DE LA TORRE
Jefe de la División de Estudios de Posgrado e Investigación
del Instituto Tecnológico de la Laguna

SECRETARÍA DE
EDUCACIÓN PÚBLICA
INSTITUTO TECNOLÓGICO
de la Laguna
División de Estudios de Posgrado
e Investigación

ALT/JHJ



Torreón, Coah., **09/Junio/2017**

DR. ARMANDO LONGORIA DE LA TORRE
JEFE DE LA DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN

Por medio de la presente, hacemos de su conocimiento que después de haber sometido a revisión el trabajo de tesis titulado:

"Diseño y Fabricación de un Electrodo Inalámbrico para Medición de Biopotenciales en un Electrocardiógrafo"

Desarrollado por el **C. Víctor de la Cruz Cortes** con número de control **M1513059** y habiendo cumplido con todas las correcciones que se le indicaron, estamos de acuerdo que se le conceda la autorización de la fecha de examen de grado para que proceda a la impresión de la misma.

ATENTAMENTE
EDUCACIÓN TECNOLÓGICA FUENTE DE INNOVACIÓN

Dr. Francisco Flores García
Asesor/Director de Tesis

Dr. Mario F. J. Cepeda Rubio
Comité Tutorial

Dr. Francisco Valdés Perezgasga
Comité Tutorial

M.C. Martín Vázquez Rueda
Comité Tutorial



Dedicatoria

Dedico este logro en especial a mis padres, familia y amigos que han estado conmigo a lo largo de mi carrera profesional.

Agradecimientos

Agradezco a Dios por todo lo que me ha dado, el tener salud, familia, amigos y compañeros, con quien compartir este logro más en mi carrera profesional.

Agradezco a mi asesor el Dr. Francisco Gerardo Flores García por el apoyo y orientación que me ha ofrecido durante mi carrera, pues gracias a esto, ha sido posible la realización de este proyecto.

A toda mi familia, amigos y compañeros por haberme apoyado durante el transcurso de este tiempo que duró este proyecto.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología por darme la oportunidad de continuar con mi preparación profesional y por su apoyo económico recibido.

Resumen

La adquisición de una señal de ECG se realiza mediante electrodos de contacto con impedancia de alrededor de $3K\Omega$ a $15K\Omega$ para un rango de frecuencias de 0 a 100 KHz que se adhieren a la superficie de la piel utilizando cables. Esto implica el riesgo de corrientes de fuga hacia el cuerpo. Este riesgo se puede minimizar si usamos circuitos transmisores alimentados con baterías de 3.7v sobre los electrodos. Un electrocardiógrafo fue diseñado con electrodos inalámbricos basados en protocolo de comunicación comercial Xbee. La visualización y el almacenamiento se realizarán con la ayuda de un microcontrolador conectado mediante el puerto serial a una computadora Raspberry. Se diseñaron prototipos preliminares de electrodos implementando el circuito de transmisión con alcance de 30 mts. en interiores sobre los mismos, con protocolo comercial utilizando módulos de transmisión (XBee) con una corriente de consumo de 300mA. Una vez captados por el receptor, estas señales pueden ser analizadas y procesadas para su visualización.

Index Terms—ECG, Wireless electrodes.

Abstract

The acquisition of an ECG signal is performed by contact electrodes with impedance of about $3\text{K}\Omega$ to $15\text{K}\Omega$ for a range of frequencies from 0 to 100 KHz that adhere to the surface of the skin using cables. This involves the risk of leakage currents to the body. This risk can be minimized by using transmitter circuits powered by 3.7V batteries on the electrodes. An electrocardiograph was designed with wireless electrodes based on Xbee commercial communication protocol. Visualization and storage will be done with the help of a microcontroller connected via the serial port to a Raspberry computer. Preliminary electrode prototypes were designed by implementing the transmission circuit with a 30 mt. indoor range over them, with commercial protocol using transmission modules (XBee) with a consumption current of 300mA. Once captured by the receiver, these signals can be analyzed and processed for display.

Index Terms—ECG, Wireless electrodes.

Contenido.

| | |
|--|----|
| Capítulo 1. Introducción..... | 1 |
| 1.1 Antecedentes | 2 |
| 1.2 Planteamiento del problema..... | 5 |
| 1.3 Justificación | 5 |
| 1.4 Impacto social..... | 6 |
| 1.5 Impacto tecnológico | 6 |
| 1.6 Impacto económico | 6 |
| 1.7 Impacto ambiental..... | 7 |
| 1.8 Objetivos | 7 |
| 1.8.1 Objetivo general del proyecto | 7 |
| 1.8.2 Objetivos específicos..... | 7 |
| 1.9 Bosquejo del método..... | 8 |
| 1.10 Cronograma | 9 |
| Capítulo 2. Marco teórico..... | 10 |
| 2.1 Electrodo para biopotenciales | 10 |
| 2.2 Esquema de medición de biopotenciales..... | 11 |
| 2.3 Electrocardiograma | 12 |
| 2.4 Derivaciones electrocardiográficas | 13 |
| 2.5 Amplificador operacional | 18 |
| 2.6 Amplificador de instrumentación..... | 20 |
| 2.7 Amplificador AD620..... | 22 |
| 2.7.1 Aplicaciones | 23 |
| 2.8 Filtros..... | 23 |
| 2.8.1 Por El Tipo De Componentes..... | 23 |
| 2.8.2 Por El Tipo de Respuesta A La Frecuencia | 25 |
| 2.8.3 Por La Forma De La Respuesta A La Frecuencia. | 25 |
| 2.8.4 Filtros activos..... | 29 |
| 2.8.5 Filtros Sallen-key..... | 29 |
| 2.8.6 Filtros Butterworth | 30 |
| 2.8.7 Cascada De Filtros Activos | 31 |
| 2.9 Módulo Xbee pro s1 | 33 |
| 2.9.1 Características técnicas Xbee | 34 |
| Capítulo 3. Metodología..... | 36 |
| 3.1 Diseño del circuito transmisor..... | 36 |
| 3.2 Adquisición de la señal mediante un AD620 con ganancia de 106. ... | 38 |

| | | |
|---------------------------------|---|----|
| 3.3 | Filtro pasa altas de 1er orden con frecuencia de corte de .4 Hz (elimina señales de corriente directa)..... | 39 |
| 3.4 | Amplificador no inversor con ganancia de 48. | 40 |
| 3.5 | Filtro pasa bajas de primer orden con frecuencia de corte de 219 Hz. | 41 |
| 3.6 | Filtro notch con frecuencia de corte de 60 Hz. | 42 |
| 3.7 | Amplificador sumador no inversor con ganancia de 1. (se suma una señal de directa de .5v)..... | 44 |
| 3.8 | Xbee utilizado como adc y transmisor de la señal digitalizada. | 45 |
| 3.9 | Configuración del módulo transmisor Xbee. | 45 |
| 3.10 | Diseño del circuito receptor. | 52 |
| 3.11 | Etapa de recepción del Xbee. | 54 |
| 3.12 | Filtro pasa bajas de cuarto orden con frecuencia de corte en 200 Hz. | 54 |
| 3.13 | Filtro notch con frecuencia de corte en 60 Hz. | 56 |
| 3.14 | Filtro notch con frecuencia de corte en 120 Hz. | 56 |
| 3.15 | Filtro pasa altas de cuarto orden con frecuencia de corte en .1 Hz. | 58 |
| 3.16 | Amplificador con ganancia unitaria para hacer las diferentes derivaciones (LA-RA, LL-RA, LL-LA)..... | 60 |
| 3.17 | Configuración del módulo receptor Xbee..... | 61 |
| Capítulo 4. Resultados..... | | 64 |
| Conclusiones..... | | 73 |
| Referencias bibliográficas..... | | 74 |
| Anexos | | 77 |

Índice de figuras.

| | | |
|------------|---|----|
| Figura 1.1 | Electrocardiograma de Einthoven [10]..... | 4 |
| Figura 1.2 | Bosquejo del Método..... | 8 |
| Figura 1.3 | Cronograma..... | 9 |
| Figura 2.1 | Micro electrodos[16]..... | 10 |
| Figura 2.2 | Electrodos de superficie[17]..... | 11 |
| Figura 2.3 | Modelo eléctrico de la interfase piel-electrodo [18]..... | 12 |
| Figura 2.4 | Derivaciones de extremidades[22]..... | 14 |
| Figura 2.5 | Derivaciones de extremidades aumentadas [20, 21]..... | 15 |
| Figura 2.6 | Derivaciones precordiales[23]..... | 16 |
| Figura 2.7 | Simbolo del amplificador operacional y su modelo eléctrico ideal..... | 19 |

| | |
|--|----|
| Figura 2.8 Diagrama de un amplificador de instrumentación. | 21 |
| Figura 2.9 Diagrama de conexión del AD620 [26]. | 22 |
| Figura 2.10 Filtro pasivo. | 24 |
| Figura 2.11 Filtro activo. | 24 |
| Figura 2.12 Tipos de filtros. | 25 |
| Figura 2.13 Respuesta a la frecuencia de un filtro pasa bajas de primer orden. | 26 |
| Figura 2.14 Respuesta a la frecuencia de un filtro pasa altas de primer orden. | 27 |
| Figura 2.15 Respuesta a la frecuencia de un filtro pasa bandas de primer orden. | 27 |
| Figura 2.16 Diagrama de un sistema de respuesta a la frecuencia. | 28 |
| Figura 2.17 Grafica de un sistema de respuesta a la frecuencia. | 29 |
| Figura 2.18 Filtro Sallen-Key. | 30 |
| Figura 2.19 Xbee Pro s1 [29]. | 33 |
| Figura 2.20 Circuito Básico Xbee [29]. | 33 |
| Figura 2.21 Características técnicas Xbee Pro S1 [29]. | 34 |
| Figura 2.22 Vista superior Xbee Pro S1 [29]. | 34 |
| Figura 2.23 Dimensiones Xbee Pro S1[29]. | 35 |
| Figura 3.1 Circuito esquemático del transmisor. | 37 |
| Figura 3.2 Circuito impreso del transmisor. | 38 |
| Figura 3.3 Esquemático del amplificador de instrumentación. | 39 |
| Figura 3.4 Filtro pasa altas de primer orden con frecuencia de corte en .4 Hz. | 40 |
| Figura 3.5 Amplificador no inversor con ganancia de 48. | 41 |
| Figura 3.6 Filtro pasa bajas de primer orden con frecuencia de corte en 219 Hz. | 42 |
| Figura 3.7 Filtro notch con frecuencia de corte en 60 Hz. | 44 |
| Figura 3.8 Amplificador sumador no inversor con ganancia de 1. | 45 |
| Figura 3.9 Software X-CTU (pantalla principal). | 46 |
| Figura 3.10 Secciones "User Com Ports" y "Com Port Number". | 47 |
| Figura 3.11 Dispositivo añadido. | 48 |
| Figura 3.12 Sección "Test/Query". | 49 |
| Figura 3.13 Configuración para el Xbee transmisor. | 50 |

| | |
|--|----|
| Figura 3.14 Configuración del ADC del Xbee..... | 51 |
| Figura 3.15 Render 3D del transmisor..... | 52 |
| Figura 3.16 Circuito esquemático del receptor..... | 53 |
| Figura 3.17 Circuito impreso del receptor..... | 53 |
| Figura 3.18 Filtro pasa bajas de cuarto orden con frecuencia de corte en 200 Hz..... | 55 |
| Figura 3.19 Filtro notch con frecuencia de corte en 120 Hz..... | 58 |
| Figura 3.20 Filtro pasa altas de cuarto orden con frecuencia de corte en .1 Hz. | 60 |
| Figura 3.21 Configuración para el Xbee receptor..... | 61 |
| Figura 3.22 Configuración del PWM del Xbee receptor..... | 62 |
| Figura 3.23 Render 3D del receptor..... | 63 |
| Figura 4.1 Circuito electrónico transmisor de la bioseñal..... | 64 |
| Figura 4.2 Circuito electrónico receptor de la bioseñal..... | 65 |
| Figura 4.3 Prototipo final del transmisor..... | 65 |
| Figura 4.4 Prototipo final con los electrodos..... | 66 |
| Figura 4.5 Vista del interior del prototipo final..... | 66 |
| Figura 4.6 Prototipo final del receptor..... | 67 |
| Figura 4.7 Señal de ECG transmitida..... | 67 |
| Figura 4.8 Señal recibida en formato PWM (modulación por ancho de pulso). | 68 |
| Figura 4.9 Señal ECG la salida del filtro pasa bajas de cuarto orden con frecuencia de corte en 200 Hz..... | 69 |
| Figura 4.10 Señal ECG filtrada en 60 Hz y 120 Hz..... | 69 |
| Figura 4.11 Señal ECG con la eliminación de señales de corriente directa..... | 70 |
| Figura 4.12 ECG en el punto LA..... | 70 |
| Figura 4.13 ECG en el punto RA..... | 71 |
| Figura 4.14 ECG en el punto LL..... | 71 |
| Figura 4.15 Señal ECG visualizada en un monitor con entrada HDMI..... | 72 |

Capítulo 1. Introducción

Alrededor de 128731 muertes al año se registran en México por ataques cardíacos según el Instituto Nacional de Estadística y Geografía (INEGI) (2016) [1]. El diseño de equipos de monitoreo electrónico tales como el electrocardiógrafo puede ayudar al diagnóstico y vigilancia de esta dolencia. El electrocardiógrafo ha ido evolucionando hacia equipos más pequeños, portátiles y con protocolos de comunicación inalámbricos y adaptables a tecnologías modernas tales como equipos de telefonía celular. La manera tradicional de medición implica colocar electrodos de superficie en puntos estratégicos (muñecas, tobillos y bajo las costillas) para medición de los potenciales del corazón [2]. Esta técnica es sencilla, no es invasiva y es robusta en cuanto a la presentación de resultados. Sin embargo, los electrodos convencionales tienen un solo conector, y aunque los más especializados ya poseen dos cables (señal y referencia); es necesario referir los potenciales de cada punto particular hacia el punto de potencial neutro del cuerpo humano, con lo cual es necesario tener cables desde cada electrodo e incluso del tobillo [3, 4].

Algunos diseños han implementado prototipos de electrocardiógrafos (ECG) con transmisión inalámbrica, pero dicha transmisión se realiza del circuito colector de potenciales hacia la tarjeta electrónica receptora con protocolo inalámbrico que comunica con la PC [5] o hacia el teléfono celular. De esta forma, invariablemente se requieren cables desde cada electrodo hacia el circuito transmisor con la incomodidad que esto conlleva y la funcionalidad específica para acomodar el cableado.

La transmisión inalámbrica ha evolucionado hacia nodos sensores puntuales miniaturizados, presentando grandes avances con las redes inalámbricas de sensores (WSN's por sus siglas en inglés), con las que se puede monitorear cualquier tipo de variables [6, 7]. Las principales ventajas de los nodos sensores utilizados en las redes inalámbricas de sensores son: miniaturización de circuitos, bajo consumo energético, monitoreo multivariable y cobertura de regiones tan grandes como sean requeridas [8, 9]. Estas características han hecho que sus

aplicaciones sean variadas y en todos los ámbitos de la ciencia: medicina, domótica, agricultura, medioambiente y medición de variables en una región distribuida para realizar mapeos utilizando Sistemas de Información Geográfica (SIG). Cabe mencionar que las Redes Inalámbricas de Sensores han ido evolucionando para mejorar características como las topologías (enrutamientos y comunicación entre los nodos), adecuación de los nodos sensores al medio en el que habrán de medir, el suministro de energía para la electrónica y los mismos sensores; pero dependiendo de la aplicación se pueden utilizar solo las características útiles de estas técnicas.

Mediante estas tecnologías se pueden monitorear variables inalámbricamente utilizando sensores comerciales, que ya están caracterizados y que poseen dos terminales. Sin embargo, en el ámbito clínico se requiere medir aspectos fisiológicos con sensores simples que generan una diferencia de potencial reaccionando ante la presión arterial del individuo. El mayor problema es medir esos potenciales y darles una sin utilizar dos cables (uno para cada electrodo).

Este trabajo presenta el diseño de un sistema (hardware, firmware) con técnicas avanzadas de diseño en el área de la instrumentación electrónica para poder medir potenciales del cuerpo humano que requieren una referencia, para ser procesados, sin la necesidad de utilizar cables en los electrodos sensores. Se utilizaron técnicas de programación de circuitos transmisores y receptores inalámbricos combinadas con técnicas avanzadas de diseño de circuitos electrónicos para lograr conectar varios electrodos al cuerpo y poder "leer" los potenciales individuales referidos todos a un punto común (tierra corporal), sin la necesidad de conectar cables a dichos electrodos. Adicionalmente se utilizó la herramienta Serial Plotter del IDE del microcontrolador de arduino para alojar y presentar datos de medición.

1.1 Antecedentes

La historia comenzó a mediados del siglo XVII y XVIII, cuando los científicos de esa época comenzaron a desarrollar instrumentos para ver cosas que no podían

ser percibidas con los sentidos normales. En 1773 John Walsh demostró que existía alguna forma de electricidad animal cuando les mostró a sus colegas que podía generar chispas eléctricas con una anguila [10].

El descubrimiento de que las células nerviosas podían estimular los músculos ocasionando su contracción ocurrió por accidente en 1786, cuando Luigi Galvani, fisiólogo italiano, estaba experimentado con músculos de ranas. Galvani había disecado una rana la que colocó en una mesa. Uno de sus ayudantes, por azar, aplicó la punta del bisturí a los nervios crurales de la rana disecada. Repentinamente observó que todos los músculos de los miembros se contraían violentamente [10].

Otro ayudante presente observó que el fenómeno ocurría sólo cuando la máquina eléctrica producía una chispa. Esto entusiasmó a Galvani, quien trató de repetir el experimento con el fin de clarificar el oscuro fenómeno. Así notó que efectivamente se repetía. Para verificar y comprobar si en verdad la contracción muscular estaba relacionada con la electricidad se valió del rayo. Montó un pararrayos, conectó el alambre del pararrayos a los nervios de la rana y esperó a que se desatara una tormenta eléctrica. Siempre que se producía un rayo, al mismo tiempo todos los músculos sufrían contracciones violentas como si quisieran avisar el trueno. Utilizando el músculo como indicador visible, Galvani concluyó acertadamente que los nervios podían ser estimulados por la electricidad [10].

Este anuncio se produjo precisamente cuando muchos investigadores estaban intrigados por descubrir el efecto de la electricidad estática sobre los sistemas biológicos. Galvani también notó que los nervios se excitaban cuando se tocaban con dos tipos de metales diferentes como el cobre y el zinc [10].

Una generación después de Galvani, el fisiólogo alemán Hermann von Holmholtz supuso que el impulso nervioso se propagaba como lo hace la corriente eléctrica por un conductor. Con la finalidad de verificar esta hipótesis, hizo un experimento para medir la velocidad del impulso nervioso a lo largo de un nervio. Sabiendo que la velocidad de propagación de la corriente a lo largo de un conductor es de 300000 km/s, quería comprobar que el impulso viajaba a la misma velocidad a lo largo del nervio. Esta velocidad, comparativamente mucho menor, obligaba a buscar otras formas de transmisión del impulso nervioso. Una pista la daba el hecho

de que la velocidad de conducción nerviosa, lo mismo que en las reacciones químicas, dependía de la temperatura, lo cual sugería que la propagación podía ser de naturaleza electroquímica [10].

La corriente eléctrica, que fluye por un conductor, está formada por electrones libres que se propagan a la velocidad de la luz, mientras que la corriente iónica está formada por partículas o iones, que no son más que átomos o grupos de átomos cargados eléctricamente debido a la pérdida o ganancia de electrones y que se propagan en un electrolito a una velocidad mucho menor [11].

En 1895 Willem Einthoven, diferencia cinco ondas, que él denomina P, Q, R, S y T, utilizando un voltímetro mejorado [10].

En 1901, Einthoven inventa un galvanómetro a cuerda utilizando un filamento fino de cuarzo revestido en plata, para producir electrocardiogramas. Publica su primer artículo científico para comunicar la experiencia con el nuevo galvanómetro y su utilidad para registrar los potenciales cardíacos [10].

Unos pocos años después, Einthoven comienza a transmitir electrocardiogramas desde el hospital a su laboratorio, a 1.5 km., vía cable de teléfono tal como se muestra en la Figura 1.1.

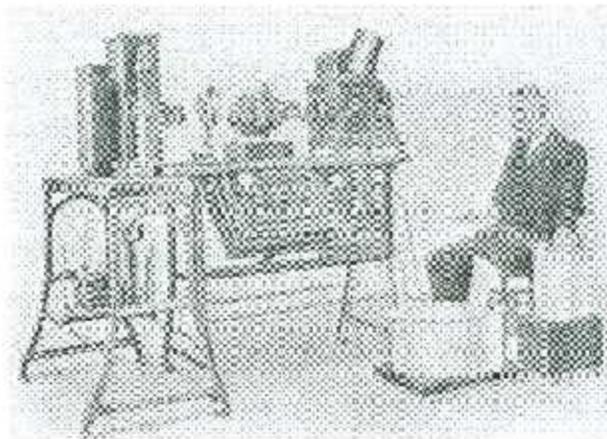


Figura 1.1 Electrocardiógrafo de Einthoven [10].

La medición de biopotenciales ha sido de gran utilidad a través de los años, ya que gracias al descubrimiento de ellas en él se han prevenido, solucionado y controlado enfermedades como arritmias, taquicardia sinusal, bradicardia, extrasístole, fibrilación ventricular o hasta un infarto.

En el año 1928, la compañía Frank Sanborn fabricó el primer electrocardiógrafo portátil, el cual pesaba unos 25 Kg. y funcionaba con una batería de automóvil de 6 V [12].

1.2 Planteamiento del problema

A lo largo de la historia la tecnología en la el área biomédica ha ido avanzando junto con la ciencia médica, ya que esta ha solucionado muchos problemas en la medicina que han llevado a los pacientes a una mejor calidad de vida o al remedio de muchas enfermedades tales como angina de pecho, arritmia, ataque al corazón, cardiomiopatía, defectos cardíacos congénitos, endocarditis, enfermedad de las arterias coronarias, enfermedades de las válvulas del corazón, enfermedades del corazón, o para prevención tales como, fallo cardíaco, paro cardíaco, problemas del corazón asociados con la diabetes, rehabilitación cardíaca, trastornos del pericardio estas para enfermedades del corazón[13].

En el área biomédica se ha estudiado la técnica de medición de biopotenciales y a través de los años no se ha innovado en esta área de la ciencia donde surge idea de probar con nuevas técnicas de medición, como por ejemplo ¿Qué sucedería si se hiciera una medición de biopotencial mientras el paciente está en su diario vivir o si está en su rutina de ejercicio en el caso también de que sea un atleta de alto rendimiento? Es por eso que surge la necesidad de la medición de biopotenciales, en donde se requiere un electrodo inalámbrico que sirva de herramienta para solucionar el problema.

1.3 Justificación

La medición de los biopotenciales alámbrica tiene algunas desventajas al momento de realizar la medición del biopotencial con respecto al inalámbrico. Por

ejemplo, cuando se quiere monitorear por largo tiempo ya sea la actividad cardiaca, o realizar estudios en otra parte del cuerpo que implique una bioseñal.

La utilización de los electrodos inalámbricos eliminaría estos problemas, dando lugar a nuevas investigaciones en el área de la ciencia médica.

1.4 Impacto social

Más de seis millones de ECG son registrados anualmente en todo el mundo con los electrodos incorrectamente colocados. A esta cifra habría que añadir otro buen número de registros que no utilizan los parámetros de filtrado estándar, lo cual puede reducir o distorsionar algunos elementos del ECG [14].

Con este proyecto se podrían generar más descubrimientos en el campo médico que logre solucionar muchos problemas de salud en diferentes partes del cuerpo humano.

1.5 Impacto tecnológico

Se estaría generando un nuevo equipo que transmite inalámbricamente de un solo punto del cuerpo, del cual no se encontraron antecedentes en la investigación documental.

1.6 Impacto económico

Con este proyecto se pretende tener un dispositivo innovador que podría discontinuar a los electrocardiógrafos alámbricos, se puede abrir una compañía que fabrique estos aparatos, por medio de la cual se pueden generar cientos de empleos.

El precio de los electrocardiógrafos y de otros instrumentos de medición de biopotenciales ronda desde los 450 euros hasta los 1500[15].

1.7 Impacto ambiental

Para la realización de este proyecto no se tiene contemplado un impacto ambiental que signifique un daño a la naturaleza o que contribuya al calentamiento global.

1.8 Objetivos

1.8.1 Objetivo general del proyecto

Implementar un sistema de electrodos inalámbricos para la medición de biopotenciales en el cuerpo humano.

1.8.2 Objetivos específicos

1. Diseñar un circuito electrónico, que transmita señales inalámbricas para la adquisición de datos de la señal proveniente del cuerpo.
2. Diseñar un circuito electrónico, que reciba señales inalámbricas para la adquisición de datos de la señal proveniente del cuerpo.
3. Verificar el desempeño del circuito en un paciente comprobando la solución al planteamiento del problema.
4. Generar un prototipo que sea susceptible de registro de propiedad intelectual.

1.9 Bosquejo del método.

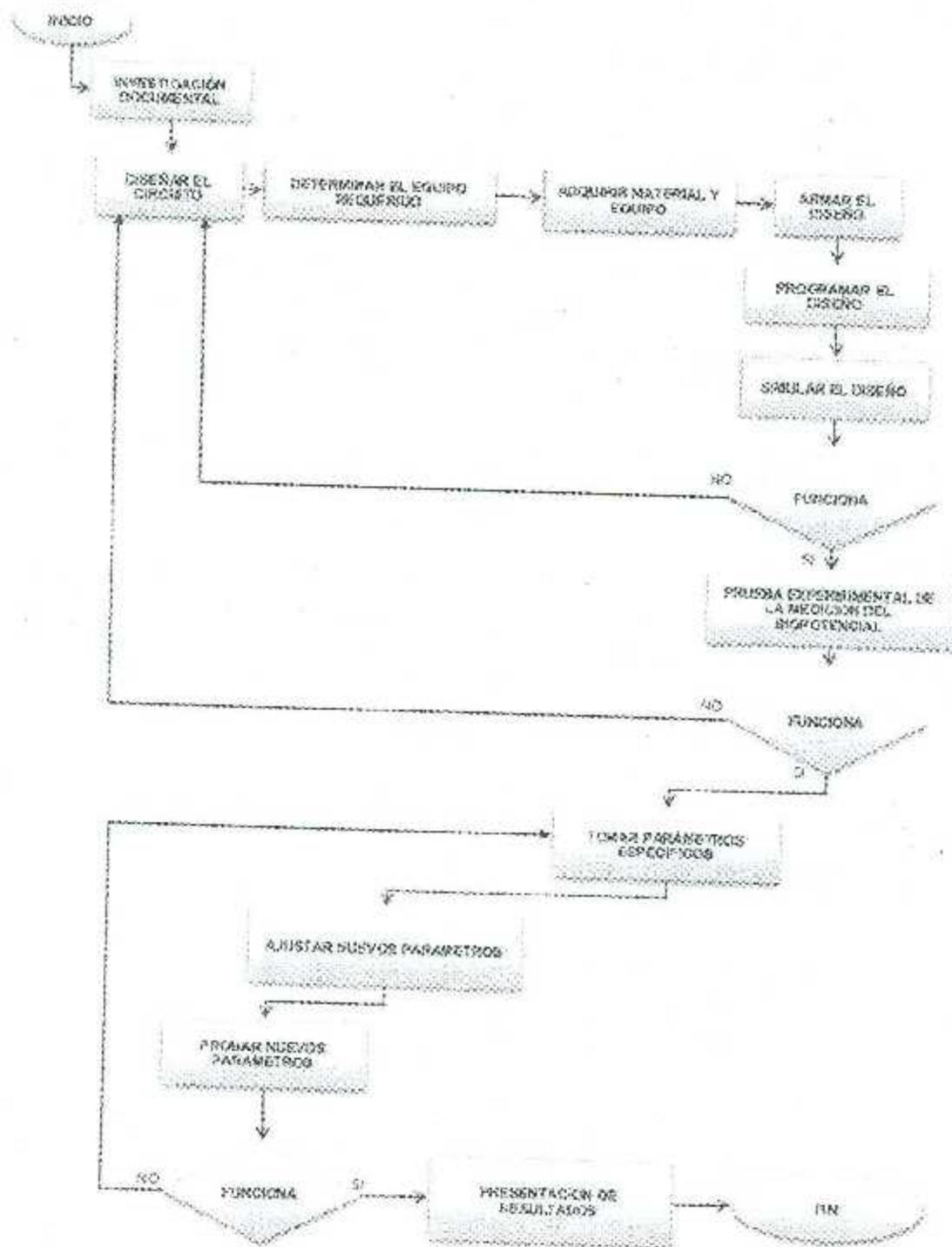


Figura 1.2 Bosquejo del Método.

1.10 Cronograma

| Actividad | Ago | Sep | Oct | Nov | Dic | Ene | Feb | Mar | Abr | May | Jun | Jul | Ago |
|--------------------------------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| Investigación documental | ■ | ■ | ■ | | | | | | | | | | |
| Diseñar el circuito | | ■ | ■ | ■ | | | | | | | | | |
| Determinar el equipo requerido | | | ■ | ■ | | | | | | | | | |
| Adquirir material y equipo | | | ■ | ■ | ■ | ■ | | | | | | | |
| Armar el diseño | | | ■ | ■ | ■ | ■ | ■ | | | | | | |
| Simular el diseño | | | ■ | ■ | ■ | | | | | | | | |
| Prueba experimental | | | | ■ | ■ | ■ | ■ | ■ | | | | | |
| Armar prototipo final | | | | | | | | | ■ | ■ | ■ | ■ | |
| Escritura de tesis | | | | | | | ■ | ■ | ■ | ■ | ■ | ■ | ■ |
| Presentación de resultados | | | | | | | | | | | | | ■ |

Figura 1.3 Cronograma.

Capítulo 2. Marco teórico.

2.1 Electrodo para biopotenciales

Para medir fenómenos bioeléctricos se pueden utilizar una amplia variedad de electrodos, pero casi todos se pueden clasificar como pertenecientes a uno de estos tipos diferentes:

Microelectrodos: En la **Figura 2.1** se muestran los microelectrodos utilizados para medir potenciales bioeléctricos cerca o dentro de una célula.

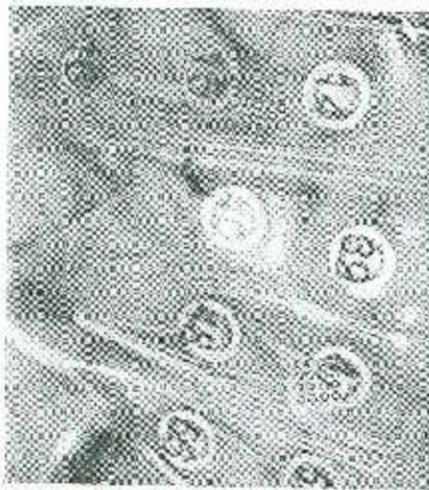


Figura 2.1 Micro electrodos[16].

Electrodos superficiales: En la **Figura 2.2**, se muestran los electrodos utilizados para medir potenciales ECG, EEG y EMG en la superficie de la piel.

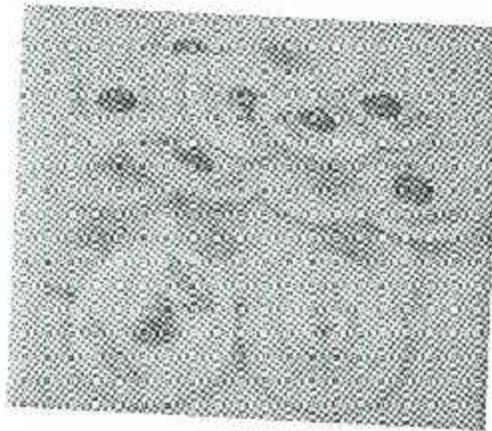


Figura 2.2 Electrodo de superficie[17].

2.2 Esquema de medición de biopotenciales

Los biopotenciales en el cuerpo humano son generados por los procesos bioquímicos involucrados en el funcionamiento de las células. Esta actividad bioquímica se manifiesta como campos eléctricos que se propagan en todas direcciones dentro del cuerpo hasta manifestarse en la piel. Estos procesos de generación y propagación de los campos eléctricos son muy complejos, pero se pueden utilizar modelos eléctricos simples obteniendo resultados aceptables. El modelo eléctrico de la piel consiste en una fuente de voltaje en serie con un circuito paralelo R-C. La fuente de voltaje representa la señal eléctrica (biopotencial) que se desea medir y el circuito R-C la impedancia de la piel. La Figura 2.3 muestra el modelo eléctrico equivalente de la interfase piel-electrodo, utilizado para el diseño del electrodo capacitivo.

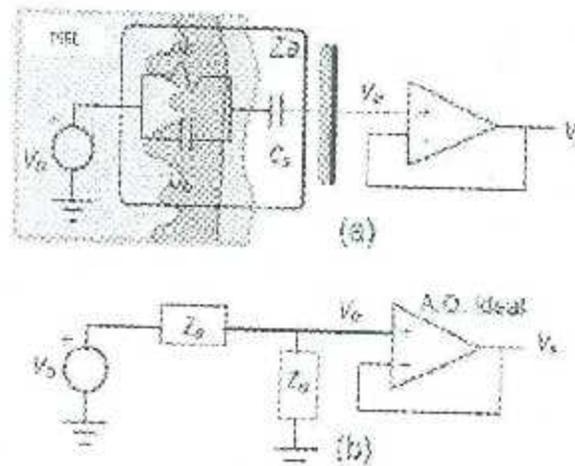


Figura 2.3 Modelo eléctrico de la interfase piel-electrodo [18].

C_s representa la capacitancia formada entre la piel y la placa sensora del electrodo, Z_a la impedancia serie formada por la piel y C_s , y Z_e es la impedancia de entrada del amplificador operacional (A.O. ideal), V_b es el biopotencial que se quiere detectar, V_e es la fracción de V_b que se amplifica y V_s es el biopotencial amplificado. Para el registro de señales ECG en aplicaciones clínicas el ancho de banda utilizado es de 0.05-100 Hz, mientras que para aplicaciones de monitoreo ambulatorio el ancho de banda se restringe a 0.5-50 Hz. En el intervalo de frecuencias de 0.1-100 Hz, la impedancia del sensor C_s es mucho mayor que la impedancia de la piel (R_b , C_b), por lo que la impedancia del sensor C_s predomina en Z_a [18].

2.3 Electrocardiograma

El electrocardiograma (ECG) es un estudio de rutina que se realiza para observar la actividad eléctrica del corazón. El electrocardiograma puede suministrar mucha información sobre el corazón y su funcionamiento. Con este estudio es posible averiguar más sobre el ritmo cardíaco, el tamaño y funcionamiento de las cavidades del corazón y el músculo cardíaco. El electrocardiograma de una persona sana presenta un trazado particular. Cuando se producen cambios en ese trazado,

el médico puede determinar si existe un problema. Por ejemplo, durante un ataque cardíaco, la actividad eléctrica del corazón cambia y ese cambio se registra en el ECG.

Para que el corazón pueda latir, el nódulo sinusal o sinoauricular (SA), que se encuentra en el corazón, debe generar un impulso eléctrico. El nódulo SA permite que el corazón mantenga un ritmo regular. Un electrocardiograma puede trazar el trayecto de la energía eléctrica enviada por el nódulo SA a través del corazón. Esto permite determinar si existe un problema que pudiera ocasionar latidos irregulares.

Se colocan sobre la piel pequeños discos de metal denominados (electrodos). Los electrodos se utilizan para captar los impulsos eléctricos del corazón. Los impulsos se registran, proporcionándoles a los médicos una representación gráfica de la actividad eléctrica del corazón [19].

2.4 Derivaciones electrocardiográficas

La disposición de las conexiones de cada par de electrodos recibe el nombre de derivación. En el registro del electrocardiograma se utilizan habitualmente doce derivaciones: las derivaciones de extremidades, las derivaciones de extremidades aumentadas y las derivaciones precordiales.

Derivaciones de extremidades. Estas derivaciones son bipolares, porque detectan las variaciones eléctricas en dos puntos y ponen de manifiesto la diferencia. DI es una conexión entre electrodos situados en el brazo izquierdo y en el brazo derecho. Cuando el brazo izquierdo está en un campo de fuerzas positivo respecto al brazo derecho, en DI se inscribe una deflexión hacia arriba (positiva). DII es la conexión entre los electrodos situados en la pierna izquierda y el brazo derecho, Cuando la pierna izquierda está en un campo de fuerzas positivo respecto del brazo derecho, se inscribe una deflexión hacia arriba en esta derivación. DIII es una conexión entre la pierna izquierda y el brazo izquierdo. Cuando la pierna izquierda está en un campo de fuerzas positivo respecto al brazo izquierdo, se inscribe una deflexión positiva en DIII tal como se muestra en la Figura 2.4 [20, 21].

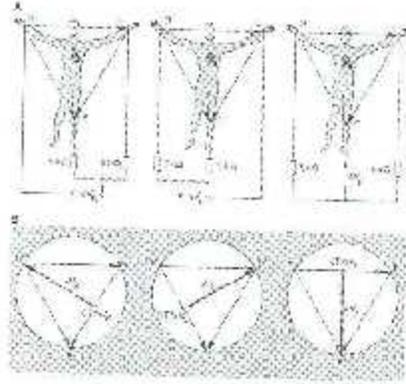


Figura 2.4 Derivaciones de extremidades[22].

Derivaciones de extremidades aumentadas. Estas derivaciones son unipolares, registran las variaciones eléctricas de potencial en un punto (brazo derecho, brazo izquierdo o pierna izquierda) respecto a otro punto en que la actividad eléctrica durante la contracción cardíaca no varía significativamente. La derivación está aumentada en virtud del tipo de conexión eléctrica, que da como resultado un trazo de amplitud aumentada. La derivación aVR inscribe los potenciales eléctricos del brazo derecho respecto a un punto nulo, que se hace uniendo los cables del brazo izquierdo y de la pierna izquierda. La derivación aVL registra los potenciales del brazo izquierdo en relación a una conexión hecha mediante la unión de los cables del brazo derecho y del pie izquierdo. La derivación aVF revela los potenciales que hay en el pie izquierdo respecto a la conexión hecha con la unión de los cables de los brazos derechos e izquierdos tal como se muestra en la Figura 2.5 [20, 21].

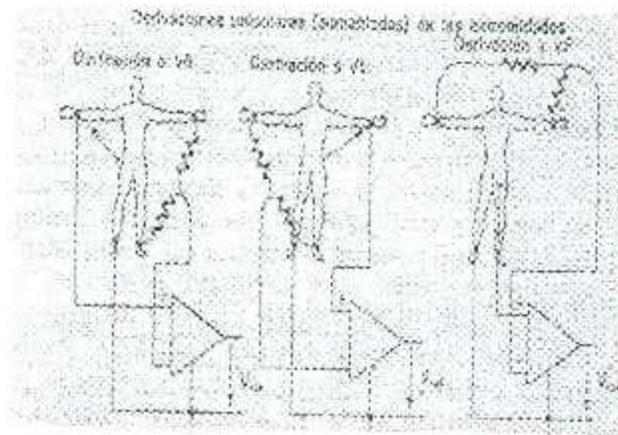
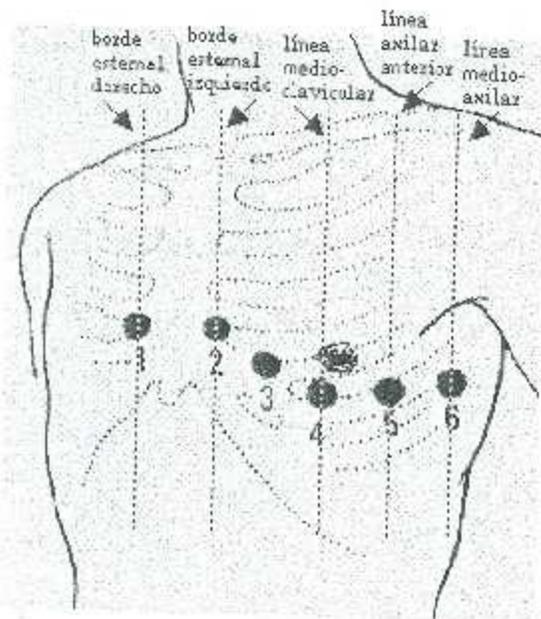


Figura 2.5 Derivaciones de extremidades aumentadas [20, 21].

Derivaciones precordiales. Estas derivaciones son unipolares y se registran en el tórax desde la posición 1 a la 6. Los electrodos móviles registran el potencial eléctrico que hay bajo ellos mismos respecto a la conexión terminal central, que se hace conectando los cables del brazo derecho, el brazo izquierdo, y la pierna izquierda. El potencial eléctrico de la conexión terminal central no varía significativamente a través del ciclo cardíaco; por tanto, los registros efectuados con la conexión V muestran las variaciones eléctricas que tienen lugar debajo del electrodo precordial móvil. La posición de V1 está en el IV espacio intercostal a la derecha del esternón; V2 está en el IV espacio intercostal a la izquierda del esternón; V4 está a la izquierda de la línea medio claviclar en el V espacio intercostal; V3 está a medio camino entre V2 y V4; V5 está en el V espacio intercostal en la línea axilar anterior, y V6 está en el V espacio intercostal en la línea medio axilar izquierda tal como se muestra en la **Figura 2.6**.



Posición de los electrodos precordiales

- V1: 4º espacio intercostal, borde esternal derecho
- V2: 4º espacio intercostal, borde esternal izquierdo
- V3: punto equidistante entre V2 y V4
- V4: 5º espacio intercostal izquierdo, línea medio-clavicular
- V5: línea axilar anterior, mismo nivel que V4
- V6: línea medioaxilar, mismo nivel que V4

Figura 2.6 Derivaciones precordiales[23].

A veces son de utilidad otros emplazamientos de las derivaciones precordiales, por ejemplo, aquellas que están elevadas 5 cm por encima de las posiciones usuales (EV1, EV2, etc.) que pueden ayudar a detectar infartos de miocardio, o aquellas que están situadas 5 cm por debajo de las posiciones usuales (LV1, LV2, etc.) cuando el corazón está anormalmente bajo en el tórax, como ocurre con los pacientes con enfisema pulmonar [20, 21].

- Onda P: Representa la despolarización o contracción de las aurículas impulsando la sangre hacia los ventrículos. Su duración normal es de 0.1s[24].
- Complejo QRS: Representa la despolarización de los ventrículos. Está formado por las ondas Q, R y S. Su duración normal es aproximadamente igual a 100ms[24].
- Onda T: Representa la repolarización de los ventrículos. La onda T normal es asimétrica en sus ramas y está redondeada en su vértice[24].

- Onda U: Tiene un origen fisiológico poco claro, se piensa que esta onda se produce por la repolarización del sistema de conducción intraventricular[24].

- Intervalo PR: Refleja en parte, el tiempo de conducción auriculoventricular e incluye el tiempo necesario para la despolarización auricular. Normalmente resulta ser isocelétrico[24].

- Intervalo ST: Representa el tiempo que los ventrículos permanecen en estado activado y en el que puede iniciarse la repolarización ventricular[24].

- Intervalo RR: Corresponde al intervalo de tiempo entre la onda R de un complejo QRS y la onda R del siguiente complejo QRS, representando la frecuencia cardiaca por minuto con un ritmo ventricular regular[24].

Perturbaciones en la señal Electrocardiográfica Una perturbación, es una señal indeseable que puede alterar la señal original de ECG. En el contexto de señales electrocardiográficas, se consideran:

- a. Interferencia de línea de potencia: Esta consiste en una señal de 60 Hz y sus armónicos, los cuales pueden ser modelados como sinusoides y combinaciones de sinusoides. Parámetros típicos: Amplitud - superior al 50% de la amplitud pico a pico del ECG.

- b. Ruido por contacto de electrodos: Es un ruido transitorio causado por las pérdidas de contacto entre el electrodo y la piel, la cual efectivamente desconecta el sistema de medición del sujeto. Parámetros típicos: Frecuencia - 60Hz. Constante de tiempo - cerca de 1s.

- c. Artefactos de movimiento: Estos son cambios transitorios en la señal ECG, causados por cambios en la impedancia electrodo-piel debido al movimiento del electrodo. La causa usual de los artefactos de movimiento son las vibraciones o

movimientos del sujeto. Parámetros típicos: Duración - 100 ms a 500 ms. Amplitud - 30% de la amplitud pico a pico del ECG.

d. Contracción muscular (electromiográfico, EMG): La línea base de electromiograma esta usualmente en el rango de los micro-voltios y por lo tanto es generalmente insignificante. Las señales resultantes de la contracción muscular pueden ser asumidas como quiebres transitorios. Este ruido se puede apreciar con toda claridad en el espectro de la señal. Parámetros típicos:

Desviación estándar - 10% de la amplitud pico a pico del ECG. Duración - 50ms. Contenido de frecuencia DC - 10kHz.

e. Desplazamiento de Línea base y Modulación de amplitud de ECG con respiración: El desplazamiento de línea base por respiración puede ser representado como una componente sinusoidal en la frecuencia de respiración adherida a la señal ECG.

Parámetros típicos:

Variación de amplitud - 15% de la amplitud pico a pico del ECG.

Variación de línea base - 15% de la amplitud pico a pico del ECG.

Variación de frecuencia - 0.15 Hz a 0.3 Hz.

f. Ruido electro-quirúrgico: Este destruye completamente el ECG y puede ser representado como una gran cantidad de sinusoides con frecuencias aproximadamente entre 100Hz y 900Hz.

Parámetros típicos:

Amplitud - 200% de la amplitud pico a pico del ECG.

Duración - 1s a 10s[24].

2.5 Amplificador operacional

El amplificador operacional es un amplificador diferencial de alta ganancia, constituido de varias etapas diferenciales, directamente acopladas. Fue diseñado originalmente para ser usado en circuitos que realizaban operaciones matemáticas

tales como la suma, la resta, la multiplicación, la división, la derivación, la integración, etc. A ello se debe el adjetivo de "operacional".

Las características ideales o de referencia, de los amplificadores operacionales son:

1. Ganancia Diferencial Infinita ($A_D = \infty$)
2. Ganancia En Modo Común Nula ($A_C = 0$),
3. $V_O = 0$, cuando ($V_1 = V_2$)
4. Impedancia De Entrada infinita ($Z_I = \infty$)
5. Impedancia De Salida Nula ($Z_O = 0$)
6. Ancho De Banda infinito ($AB = \infty$)

En la Figura 2.7 se presenta el símbolo del amplificador operacional y su modelo eléctrico ideal. La notación de la entrada Invertida solo indica que el ángulo de fase en la patilla de salida será 180° desfasada con respecto al ángulo de la señal aplicada en dicha terminal. Casi siempre se omite la línea de tierra en los diagramas de circuito, sin embargo, debe de entenderse que esta línea está presente en todas las ocasiones. Usualmente cuando se diseña un circuito eléctrico, con base en los amplificadores operacionales, se asume que este posee sus características ideales; sin embargo, cuando se encuentra que esas consideraciones no ofrecen resultados apegados a la realidad, entonces se tendrá que hacer otro diseño que tome en cuenta las propiedades no ideales del circuito[25].

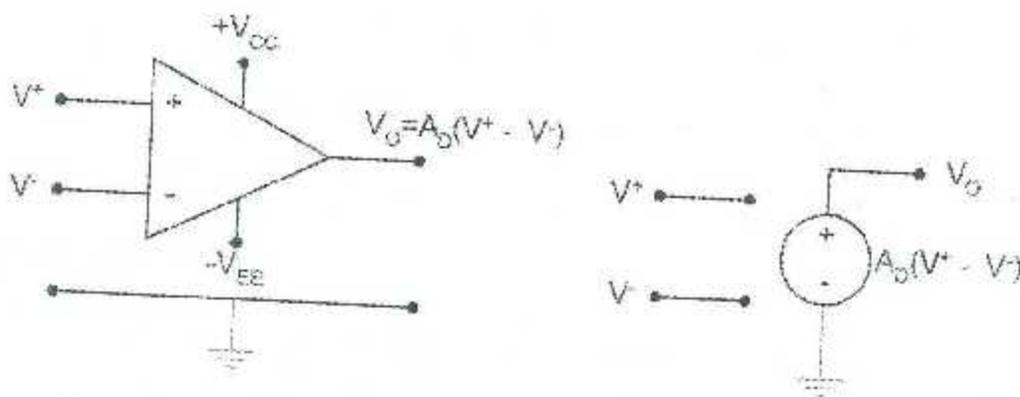


Figura 2.7 Símbolo del amplificador operacional y su modelo eléctrico ideal.

Todas las señales bioeléctricas son de magnitud muy pequeña, del orden de los microvoltios a los milivoltios (μV a mV) y, por ello, requieren de ser amplificadas antes de ser sometidas a cualquier procesamiento.

Los amplificadores que realizan la delicada función de amplificación de los biopotenciales, deben de cumplir con características muy especiales de impedancia, de inmunidad al ruido, de ganancia y de estabilidad. Estas propiedades solamente pueden ofrecerlas los amplificadores de instrumentación, contruidos con base en los amplificadores operacionales.

2.6 Amplificador de instrumentación.

Todas las señales bioeléctricas son de magnitud muy pequeña, del orden de los microvoltios a los milivoltios (μV a mV) y, por ello, requieren de ser amplificadas antes de ser sometidas a cualquier procesamiento.

Los amplificadores que realizan la delicada función de amplificación de los biopotenciales, deben de cumplir con características muy especiales de impedancia, de inmunidad al ruido, de ganancia y de estabilidad. Estas propiedades solamente pueden ofrecerlas los amplificadores de instrumentación, contruidos con base en los amplificadores operacionales.

En el área biomédica, los amplificadores son usados entre los elementos que traducen los fenómenos fisiológicos y los equipos de registro y procesamiento de los datos de las señales biológicas. Los biopotenciales en el cuerpo humano están asociados a contracciones y relajaciones de tejidos musculares, cambios de temperatura, cambios de concentración química y todo aquello que desencadene potenciales de acción celulares.

En la práctica, es común incluir sistemas de aislamiento, antes de la etapa de amplificación, con la finalidad de proteger tanto al paciente como a los instrumentos. Durante el manejo de las bioseñales suelen aparecer repentinas fuentes de corriente o voltaje de magnitudes grandes, no previstas. Asimismo, a la salida de los amplificadores suelen conectarse circuitos de filtrado, para seleccionar las frecuencias de interés, según sea el tipo de bioseñal que se desea procesar.

La combinación de los circuitos de pre amplificación diferencial y amplificador de diferencia, constituyen un amplificador de instrumentación. Este es un amplificador diferencial construido a base de tres amplificadores operacionales; posee inmejorables características tales como una alta impedancia de entrada y gran capacidad de rechazo a las señales comunes a ambas entradas, lo que le confiere una alta inmunidad al ruido. Su impedancia de salida es muy baja y la ganancia total está determinada por el producto de las ganancias del preamplificador diferencial y el amplificador de diferencia, es decir:

$$A_v = \frac{V_o}{V_2 - V_1} = \left(\frac{R_1 + 2R_2}{R_1} \right) \left(\frac{R_4}{R_3} \right)$$

Ecuación 2.1

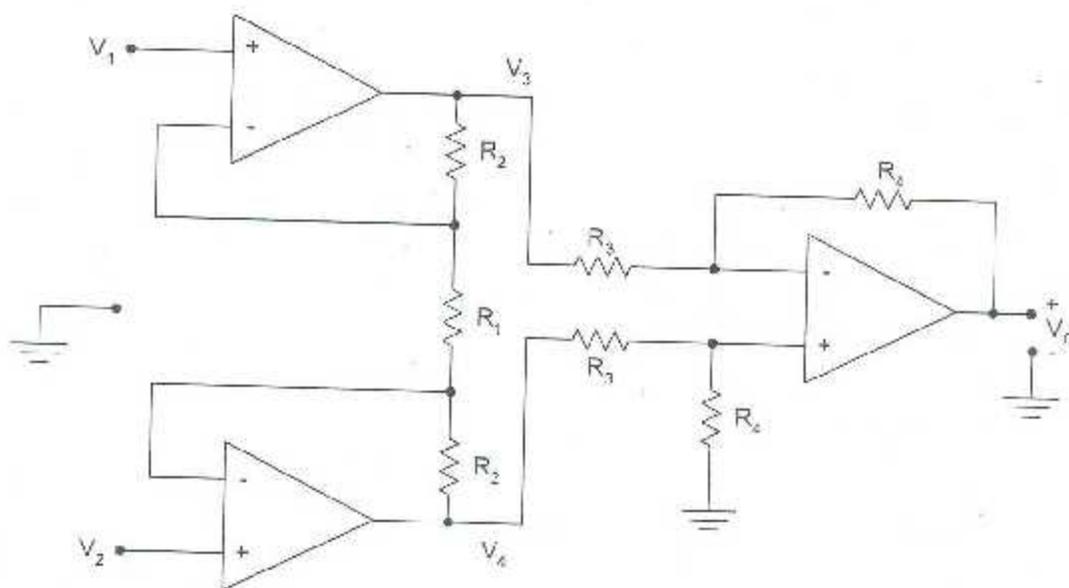


Figura 2.8 Diagrama de un amplificador de instrumentación.

2.7 Amplificador AD620.

El amplificador de más utilidad en instrumentación y control es el amplificador de instrumentación.

Se construye por medio de varios amplificadores operacionales y resistencias de precisión; y eso ocasiona que el circuito sea muy estable y útil en donde es importante la precisión. Actualmente existen varios circuitos integrados que se venden en un solo encapsulado. Desafortunadamente, éstos resultan más caros que un solo amplificador operacional.

CONNECTION DIAGRAM

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

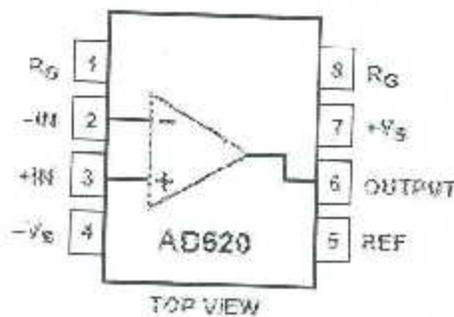


Figura 2.9 Diagrama de conexión del AD620 [26].

El AD620 es un CI bajo costo, y de alta precisión que requiere sólo una resistencia externa para establecer las ganancias de 1 a 1000. Ofrece menor potencia (sólo 1.3 mA Corriente de alimentación máx), por lo que es un buen CI para aplicaciones portátiles. El AD620, con su alta precisión es ideal para su uso en básculas y las interfaces de transductores. Además, el bajo nivel de ruido, la corriente de polarización de entrada baja, y baja potencia hacen muy adecuado para aplicaciones médicas, como en un ECG. El AD620 funciona bien como un preamplificador, debido a su bajo nivel de ruido de voltaje de entrada.

2.7.1 Aplicaciones

Para acondicionar la salida de un puente de Wheatstone.

Para amplificar señales eléctricas biológicas (por ejemplo en electrocardiogramas).

Como parte de circuitos para proporcionar alimentación a corriente constante.

En fuentes de alimentación.

El fabricante de este integrado es ANALOG DEVICES es por eso de las iniciales. Este fabricante nos da la ecuación para calcular su ganancia dependiendo del valor de ganancia que se requiera y solo lo deja en función de una resistencia y es la siguiente:

$$R_{VF} = \frac{49.4 \text{ k}\Omega}{G - 1}$$

Ecuación 2.2[27].

2.8 Filtros

Un filtro es un circuito eléctrico que tiene la habilidad de "elegir" y dejar pasar ciertas componentes de frecuencia de una señal eléctrica, además de rechazar a las restantes.

Los circuitos de filtro son muy importantes en electrónica y pueden clasificarse según diferentes criterios:

2.8.1 Por El Tipo De Componentes.

Los filtros se pueden clasificar en pasivos y activos. Los filtros pasivos son todos aquellos que están constituidos únicamente por componentes pasivos; es decir, componentes que no requieren de polarización adicional para procesar la señal, tales como resistencias (R), capacitores (C) e inductores (L).

Por el contrario, los filtros activos utilizan además de resistencias, capacitores e inductores, otros componentes activos que requieren de ser polarizados tales

como diodos (D) transistores (T), transistores de efecto de campo (FET), amplificadores operacionales (OPAMP), etc.

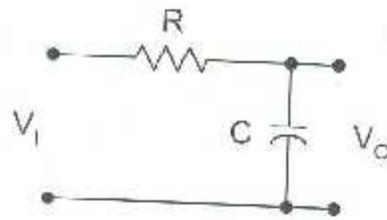


Figura 2.10 Filtro pasivo.

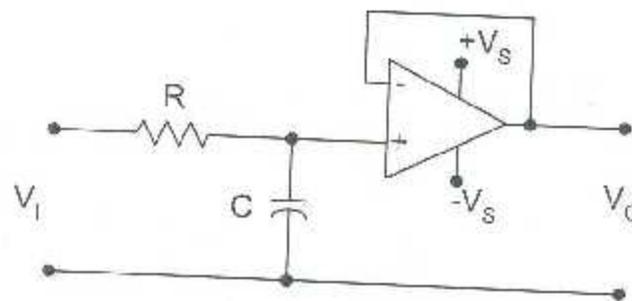


Figura 2.11 Filtro activo.

En general, los filtros pasivos tienen la ventaja de ser sencillos y económicos, pero tienen la gran desventaja de alterar sus propiedades de filtraje ante las perturbaciones de la carga, ya que ésta forma parte del circuito que determina la frecuencia de corte del filtro. Por esta razón no se recomienda conectarlos en cascada.

En contraste, los filtros activos tienen la ventaja de poseer una alta o moderada impedancia de entrada y una baja impedancia de salida, lo que los capacita para tener características de filtraje estables ante perturbaciones de la carga y además poder colocarlos en cascada, sin alterar sus propiedades. Las desventajas principales que tienen los filtros activos son la necesidad de ser polarizados y su relativo alto costo.

2.8.2 Por El Tipo de Respuesta A La Frecuencia

Los filtros se pueden clasificar también por el tipo de respuesta que ofrecen ante la frecuencia. A saber, en filtros Pasa Bajas, Pasa Altas, Pasa Banda y de Rechazo De Banda.

La Figura 2.12 presenta las respuestas ideales de los filtros mencionados. La región o regiones de la respuesta de frecuencia para la cual los filtros presentan una salida con magnitud A_0 , se denomina el "paso de banda" del filtro; contrariamente, la región o regiones que presentan una respuesta con magnitud de cero es llamada "banda suprimida".

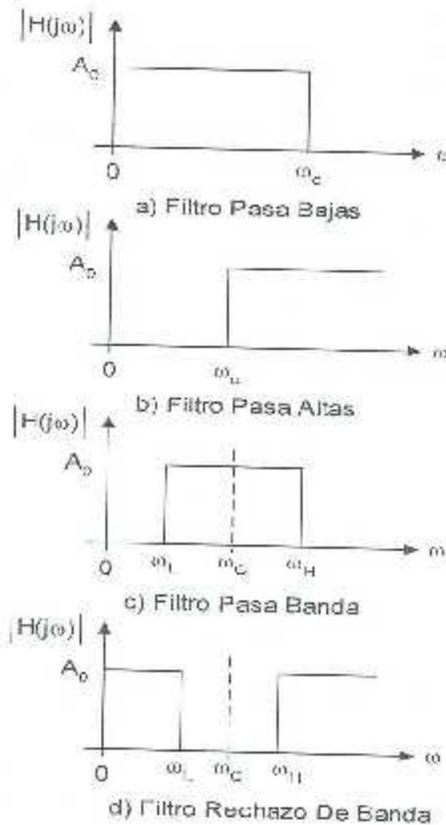


Figura 2.12 Tipos de filtros.

2.8.3 Por La Forma De La Respuesta A La Frecuencia.

Los filtros, además, se pueden clasificar con base en la forma que tiene su respuesta a la frecuencia, en Filtros Butterworth, Filtros Chebyshev, Filtros De Respuesta Elíptica y Filtros Bessel.

Los filtros Butterworth se caracterizan por poseer una respuesta máximamente plana en su paso de banda, con una atenuación moderada de la salida a razón de $-20n$ decibels por década, en la región de supresión de su banda; n es el orden del filtro.

A Diferencia, los filtros Chebyshev se caracterizan por presentar fluctuaciones cosenoidales en la región de su paso de banda, pero la pendiente de la atenuación es mucho más pronunciada que la de los Butterworth, con el mismo orden de filtro.

Los filtros Bessel y de respuesta elíptica, además de presentar fluctuaciones en la región de paso de banda, presentan fluctuaciones en la región de banda suprimida, sin embargo, las pendientes de atenuación son superiores a las de los filtros anteriores.

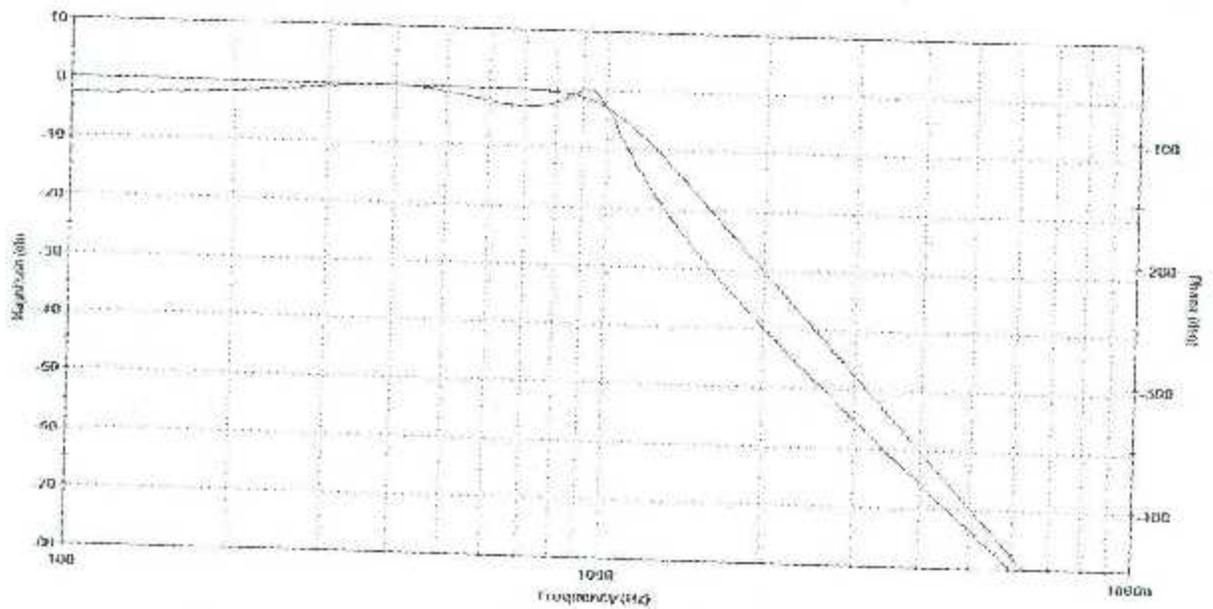


Figura 2.13 Respuesta a la frecuencia de un filtro pasa bajas de primer orden.

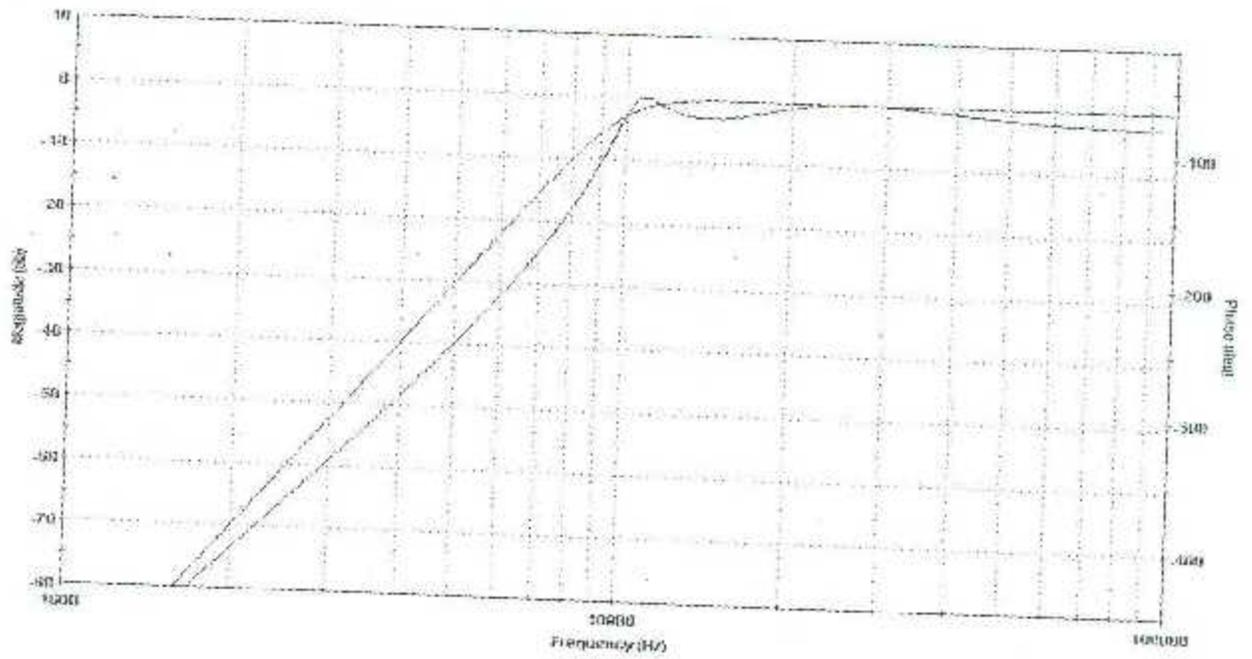


Figura 2.14 Respuesta a la frecuencia de un filtro pasa altas de primer orden.

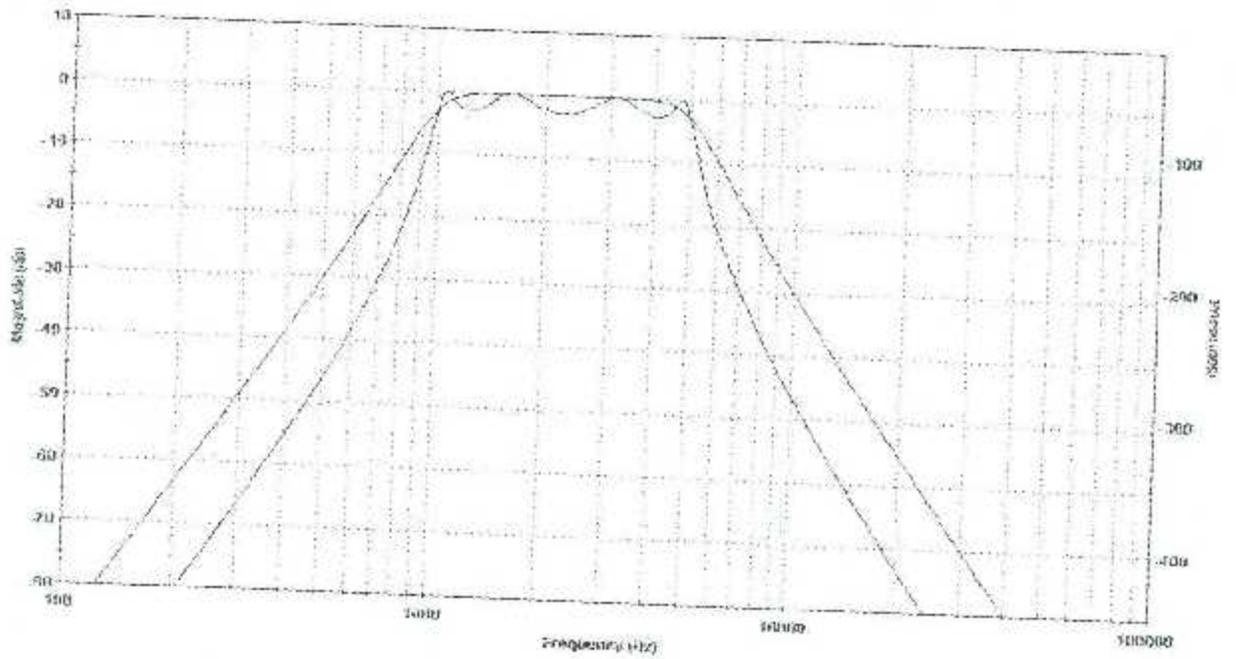


Figura 2.15 Respuesta a la frecuencia de un filtro pasa bandas de primer orden.

La respuesta a la frecuencia se refiere a "la manera en cómo un filtro va cambiando su capacidad de amplificación (o atenuación), según sea la frecuencia (o frecuencias) de la señal aplicada en su entrada".

En la práctica lo que se hace para comprobar cómo responde un sistema ante una frecuencia particular, es inyectar en su entrada una señal senoidal con la frecuencia de interés, ω , y una amplitud de referencia, X .

Seguidamente, se mide la amplitud de la señal de salida, Y , y el ángulo de fase, Φ , y se anota la ganancia ($G=Y/X$), para esa frecuencia particular. Si el analista desea conocer la característica de respuesta a la frecuencia, para un rango particular de frecuencias, puede "barrer" la frecuencia de la señal de entrada desde una frecuencia de inicio, ω_1 , hasta una frecuencia final, ω_2 , y obtener las gráficas de la magnitud de la ganancia y de la fase, ambas, contra la frecuencia.



Figura 2.16 Diagrama de un sistema de respuesta a la frecuencia.

Para realizar las pruebas de respuesta a la frecuencia se utiliza siempre la señal senoidal debido a que esta señal es elemental y contiene solamente una componente de frecuencia. Esto, evidentemente garantiza que la señal que se obtiene a la salida del sistema es, efectivamente, la respuesta del sistema ante la frecuencia particular de la entrada.

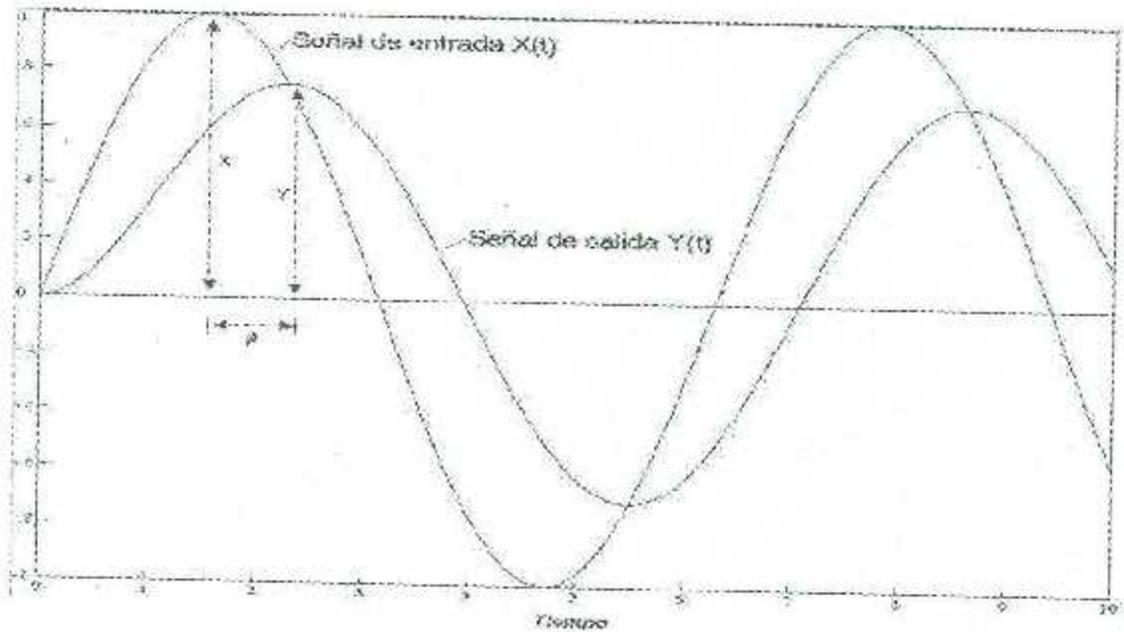


Figura 2.17 Grafica de un sistema de respuesta a la frecuencia.

2.8.4 Filtros activos

Los filtros activos proporcionan una gran amplificación de la señal de entrada (ganancia) y una impedancia de entrada muy grande, lo que es importante al trabajar con señales muy débiles. además, facilitan el diseño de filtros complejos mediante la conexión en cascada de etapas simples. La respuesta de los filtros activos está caracterizada por una función de transferencia que puede tomar muchas formas dependiendo del tipo de filtro (pasa-bajos, pasa-altos, pasa-banda y rechaza-banda) y la familia de funciones empleada (Bessel, Butterworth, Chebyshev, etcétera) [24].

2.8.5 Filtros Sallen-key

Los filtros Sallen-Key, o células de Sallen-Key, son circuitos electrónicos que se usan para implementar filtros analógicos de segundo orden (filtros de dos polos)

pasa bajas, pasa altas o pasa banda. Estos filtros Sallen-Key son particularmente valiosos por su sencillez, ya que solamente requieren de dos resistencias, dos capacitores y un amplificador operacional. Si el diseñador requiere de obtener un filtro de orden mayor se pueden poner en cascada varias etapas Sallen-Key.

Los Sallen-Key son filtros relativamente flexibles con la tolerancia de los componentes, aunque para obtener un factor Q alto se requieren componentes de valores precisos. La denominación (Sallen-Key) de estos circuitos de filtro es en honor a sus inventores, los investigadores R.P. Sallen y E.L. Key, del Lincoln Laboratory del MIT, en 1955.

La topología general ó conexión básica de los filtros Sallen-Key es la que se muestra enseguida:

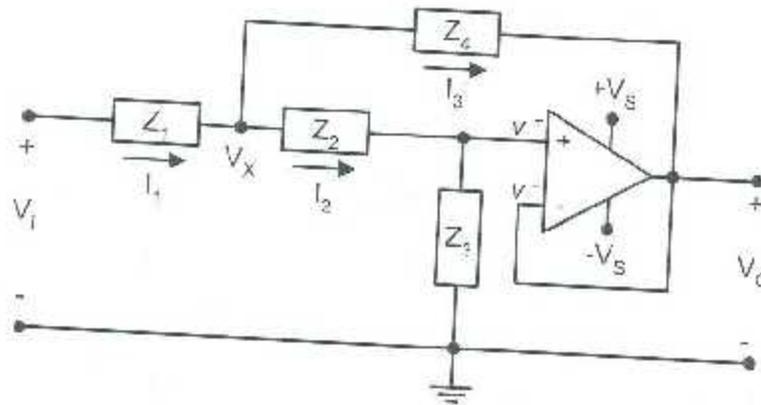


Figura 2.18 Filtro Sallen-Key.

2.8.6 Filtros Butterworth

El punto de partida del ingeniero Butterworth fue la pretensión de implementar filtros de respuesta máximamente plana con pendientes de transición que dependieran del orden, n , del filtro y que siempre mostraran una frecuencia de corte precisa, de -3dB , independientemente del orden del filtro total. Su estudio y experiencia le llevaron a proponer la siguiente función de transferencia senoidal para un filtro pasa bajas:

$$|H(j\omega)| = \frac{A_0}{\sqrt{1+f(\omega^2)}}$$

Ecuación 2.3

Donde $f(\omega^2)$ debería ser una función que tienda a cero, cuando la frecuencia ω también tienda a ser cero; esto aseguraría que $H(j0)=A_0$. Por otra parte, también $f(\omega^2)$ debe de tender a infinito, si la frecuencia ω tiende a infinito; esto haría que $(Hj\infty)=0$. Una restricción adicional fue la condicionante de que la función mostrara una breve transición en la vecindad de $\omega=\omega_0$. La función que Butterworth encontró y propuso fue la siguiente:

$$f(\omega^2) = \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^{2n}$$

Ecuación 2.4

Para proporcionar la pendiente descendente en la característica de las frecuencias altas, se localizan los ceros de transmisión en infinito. Su respuesta en frecuencia es (filtro pasa-bajos):

$$|H(j\omega)| = \frac{A_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^{2n}}}$$

Ecuación 2.5

2.8.7 Cascada De Filtros Activos

En general, lo que todo diseñador de filtros desearía es obtener circuitos que muestren gráficas de respuesta a la frecuencia ideales, como las comentadas al principio de este tema. Es decir, que las pendientes de transición sean infinitas (90°), entre las regiones de paso de banda y supresión de banda ó como se dice coloquialmente, en forma de "pared".

Esta pretensión resulta imposible de lograr en la realidad, debido a que todo sistema físico consume energía y manifiesta retardos de tiempo, según sea su dinámica. Sin embargo, es posible aproximarse a una respuesta en forma de "pared", si el diseñador coloca en "cascada" una serie de etapas de filtro.

La colocación de varias etapas o células de filtro individuales en cascada, eleva el orden del filtro total resultante. En general, mientras más alto sea el orden del filtro, más se aproximará su respuesta a la ideal o a la de forma de "pared".

Existen varias técnicas para diseñar filtros de orden superior (mayor que dos); algunas de ellas son muy sencillas, pero burdas, y se aplican cuando no se requiere de una exactitud y precisión calculada. Por ejemplo, suponga que diseña un filtro simple pasa bajas individual de primer orden, para una frecuencia de corte de 1KHz. En esta circunstancia seguramente el filtro manifestaría -3 decibeles en 1KHz, con pendiente de transición de -20 decibeles por década. No obstante, si el diseñador desea mejorar la respuesta del filtro puede colocar dos etapas idénticas de primer orden y con ello elevar la pendiente de transición hasta -40 dB por década. El costo que el diseñador pagará por mejorar la pendiente de transición, será que ahora, a la frecuencia de 1KHz, la atenuación total será de -6dB y la frecuencia de corte (-3dB) del filtro total se habrá recorrido hacia la izquierda. La respuesta a la frecuencia de este tipo de filtros, pone de manifiesto este efecto de corrimiento, que en el caso de un filtro pasa bajas resulta hacia la izquierda, pero en el caso de un filtro pasa altas, resultaría hacia la derecha. También es de suponerse que entre más etapas idénticas se coloquen, mayor será el efecto de corrimiento.

El ingeniero británico S. Butterworth investigó sobre el problema de diseño de filtros de orden superior en 1930 y escribió un artículo, (On The Theory Of Filter Amplifiers), donde ofrece una propuesta sumamente ingeniosa y precisa, que se convirtió en estándar universal, en el diseño de filtros[28].

2.9 Módulo Xbee pro s1

El módulo Xbee-PRO S1 presenta una potencia de salida de 60mW (18dBm), y la sensibilidad del receptor es de -100dBm. Esto le permite operar a más de 1km en espacios abiertos, y hasta 300m en espacios urbanos (ver Figura 2.19).

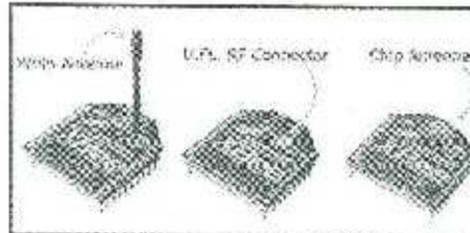


Figura 2.19 Xbee Pro s1 [29].

El módulo requiere una alimentación desde 2.8 a 3.4 V, la conexión a tierra y las líneas de transmisión de datos por medio del UART (TXD y RXD) para comunicarse con un microcontrolador, o directamente a un puerto serial utilizando algún conversor adecuado para los niveles de voltaje (ver la Figura 2.20).

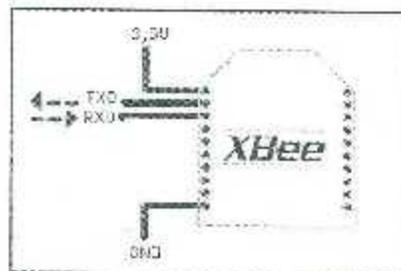


Figura 2.20 Circuito Básico Xbee [29].

Esta configuración, no permite el uso de Control de Flujo (RTS & CTS), por lo que ésta opción debe estar desactivada en el terminal y en el módulo Xbee. En caso de que se envíe una gran cantidad de información, el buffer del módulo se puede sobrepasar. Para evitar existen dos alternativas:

1. Bajar la tasa de transmisión
2. Activar el control de flujo.

2.9.1 Características técnicas Xbee

En la Figura 2.21 se muestran las características técnicas del módulo Xbee.

| Detalle | XBEE PRO 1.5.4 (Series 1) |
|--------------------------------------|---|
| Fabricación | 2008 |
| Factor de ancho | 25.4 mm |
| Radio de datos estándar | 300 m |
| Radio de datos extendido | 1.0 km |
| Proceso de fabricación | 1.5u (1.5 μm) |
| Amplificación del receptor (PA) | No aplica |
| Modo de comunicación | 2-Wire (RS-485) |
| Módulos de configuración | Comandos AT e AT, configuración de datos |
| Modo de transmisión | 2-Wire |
| Amplificación a la transmisión | 0dB (Gama de potencia de salida de potencia) |
| Tasa de transmisión de datos | 1200 bps a 250 Kbps |
| Características de RF | Compliance de 10 dB (Gama de potencia) |
| I/O Español | Modo de configuración |
| PAW (Power Watch Monitor) | Modo de configuración |
| Opciones de antena | Chip Antena (PCB) o SMA |
| Temperatura | 0°C a 50°C |
| Eficiencia de conversión de potencia | Resistencia de conversión (eficiencia) en base de radiación de potencia |
| Alto y ancho | 25.4 mm (Ancho) x 12.7 mm (Alto) x 12.7 mm (Alto) |
| Voltage de Alimentación | 2.8 a 3.3 Vdc |
| Corriente al transmitir | 40 mA @ 50 Kbps |
| Corriente al recibir | 10 mA @ 50 Kbps |
| Corriente de reposición | 20 mA @ 50 Kbps |
| PCB (PWA) | 0.85 x 0.75 |
| U (Unidad) | 25.4 x 12.7 |
| ESD (Estatica) | 5 |

Figura 2.21 Características técnicas Xbee Pro S1 [29].

En la Figura 2.22 se muestra la vista superior y el pin out del módulo xbee.



Figura 2.22 Vista superior Xbee Pro S1 [29].

En la Figura 2.23 se muestra las dimensiones del módulo xbee.

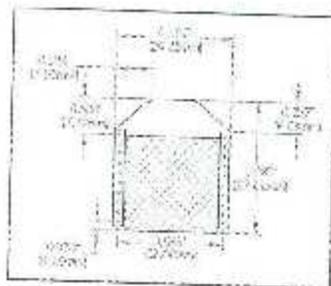


Figura 2.23 Dimensiones Xbee Pro S1[29].

Capítulo 3. Metodología.

El diseño para este proyecto cuenta con un circuito capaz de transmitir la bioseñal adquirida de un solo punto del cuerpo y un circuito receptor con dos entradas para poder realizar las diferentes derivaciones D1, D2, D3.

El diseño se realizó en un software llamado proteus[30], tanto para el circuito transmisor, como para el circuito receptor.

Para la visualización de los datos recibidos se utilizó un microcontrolador ATMEGA 328-P como adquirente de datos analógicos para, luego mediante USB enviarlo como datos serie a una Raspberry pi 3[31], y visualizarlo en cualquier pantalla con entrada HDMI. Cabe mencionar que también puede ser sustituida la Raspberry por una computadora con sistema operativo de Windows 7 a Windows 10.

3.1 Diseño del circuito transmisor.

El diseño del circuito transmisor fue realizado en el software proteus versión 8.5 con Windows 10.

Las etapas que conforman dicho circuito son:

1. Adquisición de la señal mediante un AD620 con ganancia de 106.
2. Filtro pasa altas de 1er orden con frecuencia de corte de .4 Hz (elimina señales de corriente directa).
3. Amplificador no inversor con ganancia de 48.
4. Filtro pasa bajas de 1er orden con frecuencia de corte de 219 Hz (elimina señales de alta frecuencia).
5. Filtro notch con frecuencia de corte de 60 Hz.
6. Amplificador sumador no inversor con ganancia de 1. (se suma una señal de directa de .5v).
7. Xbee utilizado como adc y transmisor de la señal digitalizada.

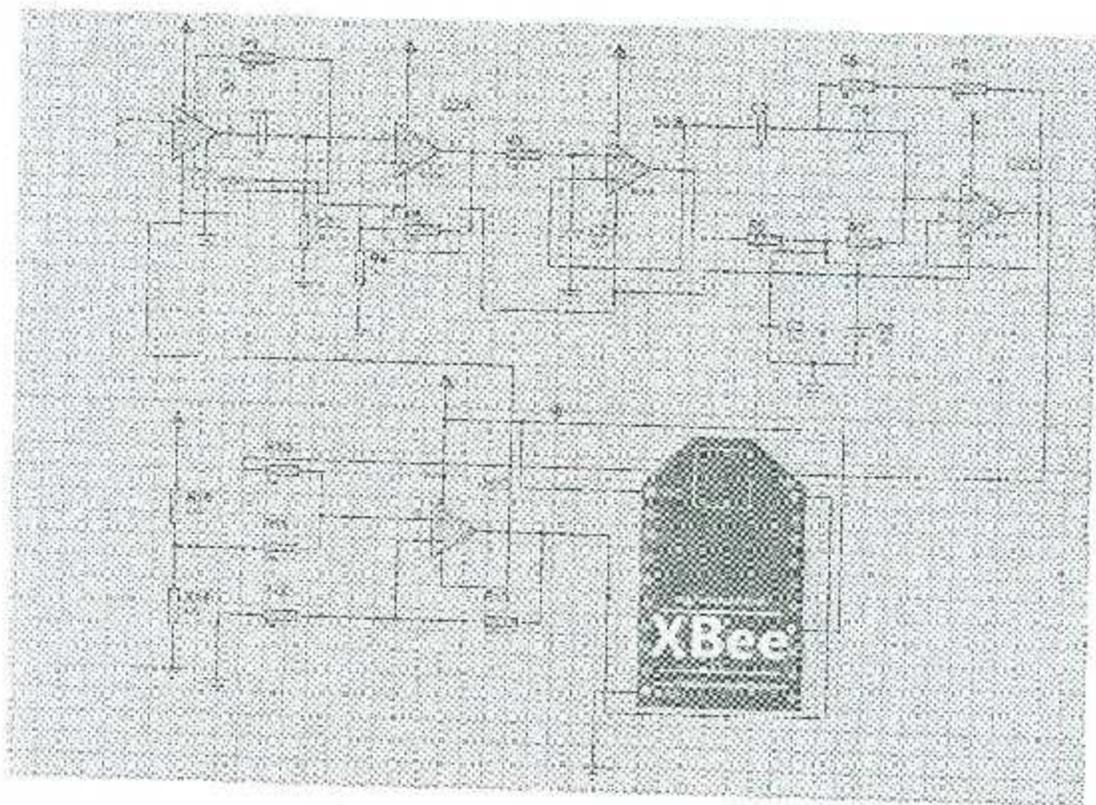


Figura 3.1 Circuito esquemático del transmisor.

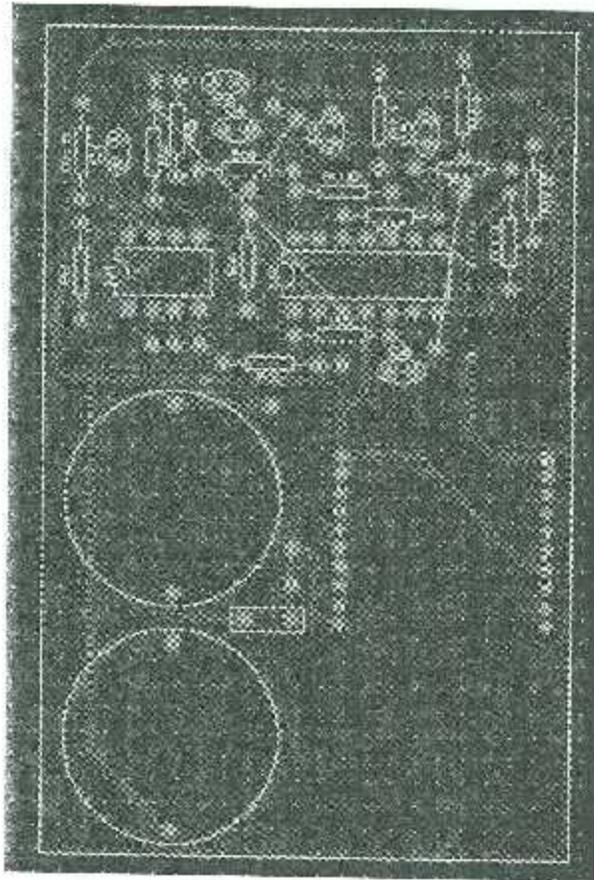


Figura 3.2 Circuito impreso del transmisor.

3.2 Adquisición de la señal mediante un AD620 con ganancia de 106.

Para la adquisición de la bioseñal se utilizó electrodos de superficie, los cuales fueron conectados a un AD620 con ganancia de 106 para preamplificar la señal para luego ser enviada a un filtro pasa altas de 1er orden con frecuencia de corte en .4Hz, con el objetivo de eliminar frecuencias de corriente directa para poder amplificarla posteriormente y que no se sature el amplificador en la etapa siguiente.

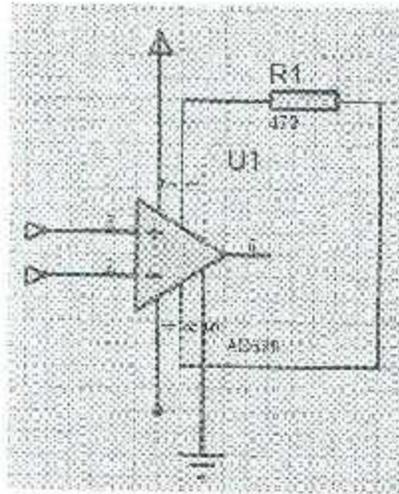


Figura 3.3 Esquemático del amplificador de instrumentación.

3.3 Filtro pasa altas de 1er orden con frecuencia de corte de .4 Hz (elimina señales de corriente directa).

El filtro pasa altas de 1er orden fue diseñado para eliminar las frecuencias por debajo de .4 Hz, debido a que cuando es conectado sin este filtro, la señal se saturaba debido a la señal de offset que afectaba al amplificador posterior al AD620. Cabe mencionar que no fue necesario utilizar filtros de orden mayor debido a que era suficiente con este orden y también no tener un circuito transmisor más robusto en tamaño.

A continuación, se muestran los cálculos matemáticos de dicha etapa.

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi * 390000 * 1\mu F} = .40Hz$$

Ecuación 3.1

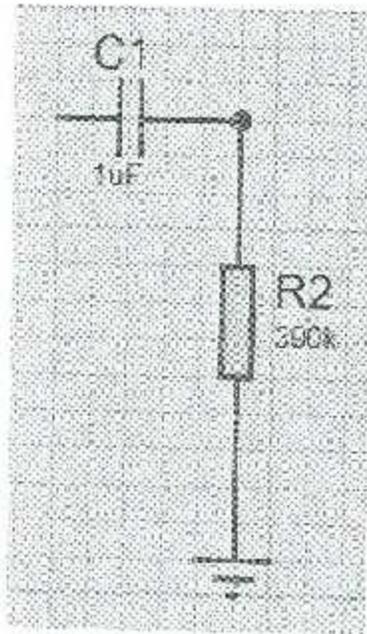


Figura 3.4 Filtro pasa altas de primer orden con frecuencia de corte en .4 Hz.

3.4 Amplificador no inversor con ganancia de 48.

Esta etapa del circuito transmisor es de suma importancia, debido a que acondiciona la señal en orden de milivoltios en volts, y poder transmitirla mediante el Xbee, y que a su vez poder visualizarla en un osciloscopio. Donde

A_v = Ganancia del amplificador.

V_o = Voltaje de salida.

V_i = Voltaje de entrada.

R_i = Resistencia de entrada.

R_f = Resistencia de retroalimentación de $-V$ a V_o .

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_i + R_f}{R_i}$$

Ecuación 3.2

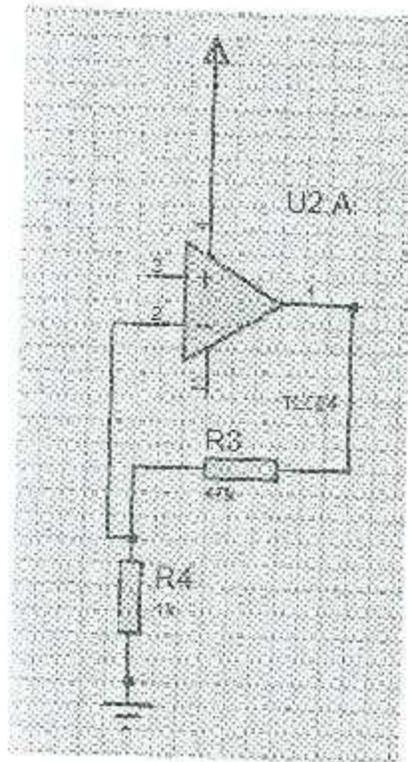


Figura 3.5 Amplificador no inversor con ganancia de 48.

3.5 Filtro pasa bajas de primer orden con frecuencia de corte de 219 Hz.

En esta etapa se utiliza un filtro de primer orden para eliminar las frecuencias por encima de 219 Hz. (frecuencias altas).

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi * 330000 * 22nF} = 219.22 \text{ Hz}$$

Ecuación 3.3

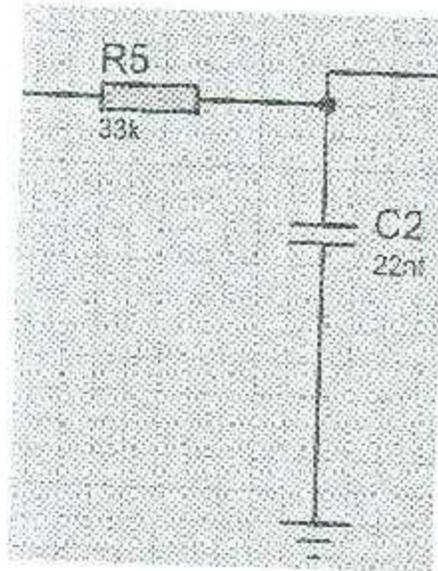


Figura 3.6 Filtro pasa bajas de primer orden con frecuencia de corte en 219 Hz.

3.6 Filtro notch con frecuencia de corte de 60 Hz.

Esta etapa es para eliminar la señal de ruido que genera las tomas de corriente eléctrica, lámparas, o todos los aparatos eléctricos que funcionen a dicha frecuencia.

Donde:

C=Valor del capacitor.

Rf=Valor doble de R según la Ecuación 3.5.

R= Resistencia calculada suponiendo el valor de 1uf para el capacitor según la Ecuación 3.4.

Fo=Frecuencia de corte del filtro.

Cf=Valor doble del capacitor según la Ecuación 3.6.

Wo= Frecuencia central de corte.

W1= Frecuencia de corte baja.

W2= Frecuencia de corte alta.

Q= Factor de calidad del filtro.

$$F_0 = \frac{1}{2\pi CR} = \frac{1}{2\pi \times 1 \times 10^{-6} \times 2652.5823} \approx 60$$

Ecuación 3.4

$$R_f = \frac{R}{2}$$

Ecuación 3.5

$$C_f = 2C$$

Ecuación 3.6

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} = \frac{1}{2652.5823 \times 1 \times 10^{-6}} \approx 376.9914$$

Ecuación 3.7

$$\omega_1 = (\omega_0)(3 - 2\sqrt{2}) = 376.9914 \times .1715 \approx 64.6537$$

Ecuación 3.8

$$\omega_2 = (\omega_0)(3 + 2\sqrt{2}) = 376.9914 \times 5.8284 \approx 2197.2570$$

Ecuación 3.9

$$Q = \frac{\omega_0}{\omega_2 - \omega_1} = \frac{376.9914}{2197.2570 - 64.6537} \approx 0.1767$$

Ecuación 3.10

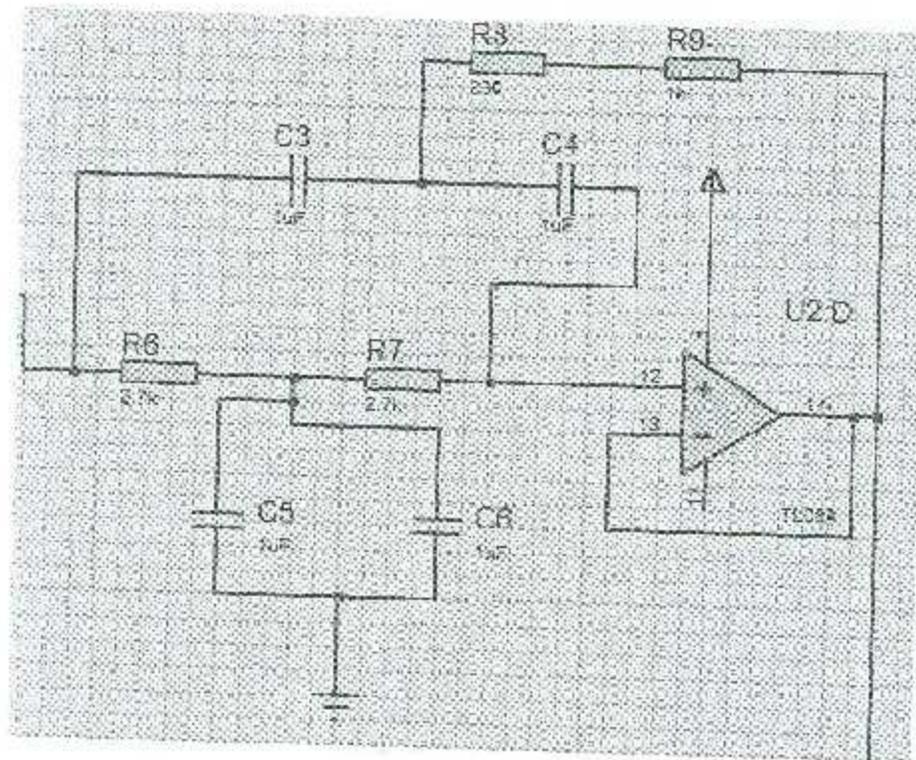


Figura 3.7 Filtro notch con frecuencia de corte en 60 Hz.

3.7 Amplificador sumador no inversor con ganancia de 1. (se suma una señal de directa de .5v).

Con esta etapa montamos la bioseñal en una señal de directa, para poder transmitir las partes negativas como Q y S y visualizarlas en el receptor. En caso de no tener esta etapa, en la señal recibida se omitirán las ondas Q y S (partes negativas) y no se tendrá una correcta interpretación en el ECG.

Donde:

V_o = Voltaje de salida.

V_1 = Bioseñal.

V_2 = Voltaje de .5v.

$$V_o = V_1 \left(\frac{R_{13}}{R_{10}} \right) + V_2 \left(\frac{R_{13}}{R_{12}} \right)$$

Ecuación 3.11

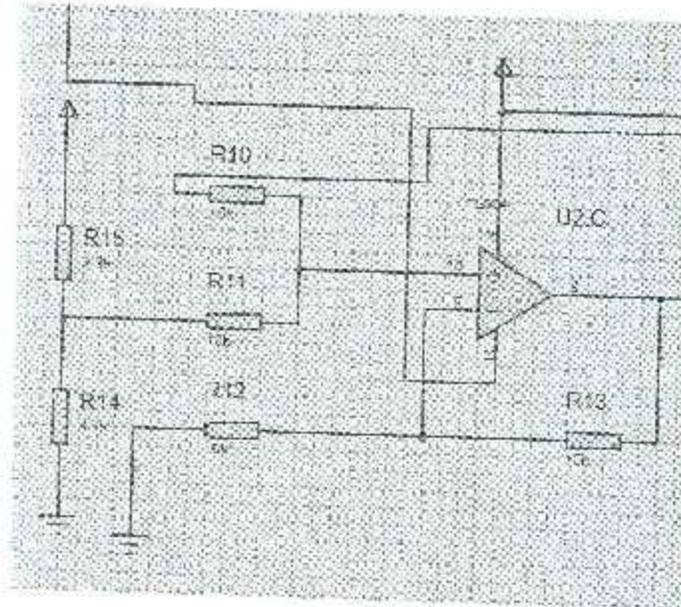


Figura 3.8 Amplificador sumador no inversor con ganancia de 1.

3.8 Xbee utilizado como adc y transmisor de la señal digitalizada.

Para la etapa de transmisión se utiliza la señal ya acondicionada con las características necesarias para que el módulo XBee pueda transmitirla. En esta etapa se aprovecha el convertidor análogo-digital del Xbee para usarlo en vez de utilizar otro circuito adc. La configuración del Xbee como transmisor se muestra en la Figura 3.9, Figura 3.10, Figura 3.11, Figura 3.12, Figura 3.13, Figura 3.14, utilizando el software X-CTU[32]:

3.9 Configuración del módulo transmisor Xbee.

Interfaz del X-CTU software recomendado para la comunicación de Xbee (ver la Figura 3.9).

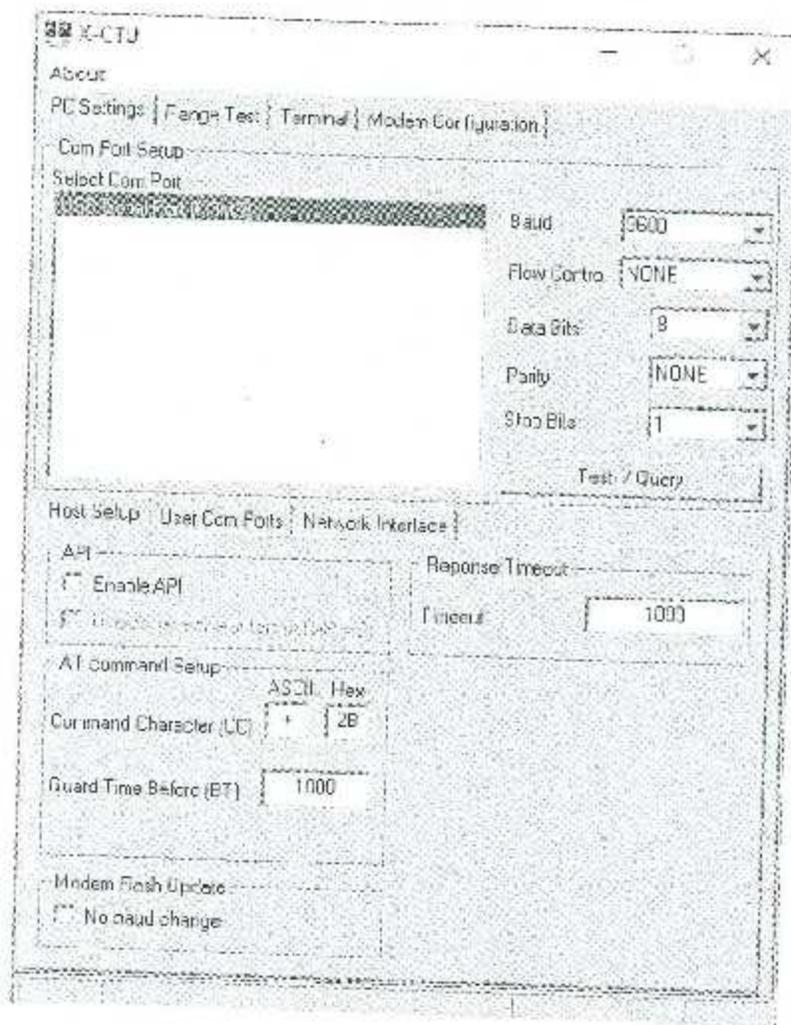


Figura 3.9 Software X-CTU (pantalla principal).

Antes de configurar los módulos Xbee con el software X-CTU se debe seleccionar entre la Xbee Shield o el Xbee Explorer USB para montar los módulos y realizar la configuración.

El Xbee Explorer USB es la manera más sencilla para realizar la configuración de la Xbee, ya que solo se debe montar el módulo Xbee al Explorer USB y conectarlo a la PC.

Al tener seleccionada la tarjeta en la cual se acoplan los módulos Xbee y además de tener instalado el programa "X-CTU" se procede con la configuración de los Xbee.

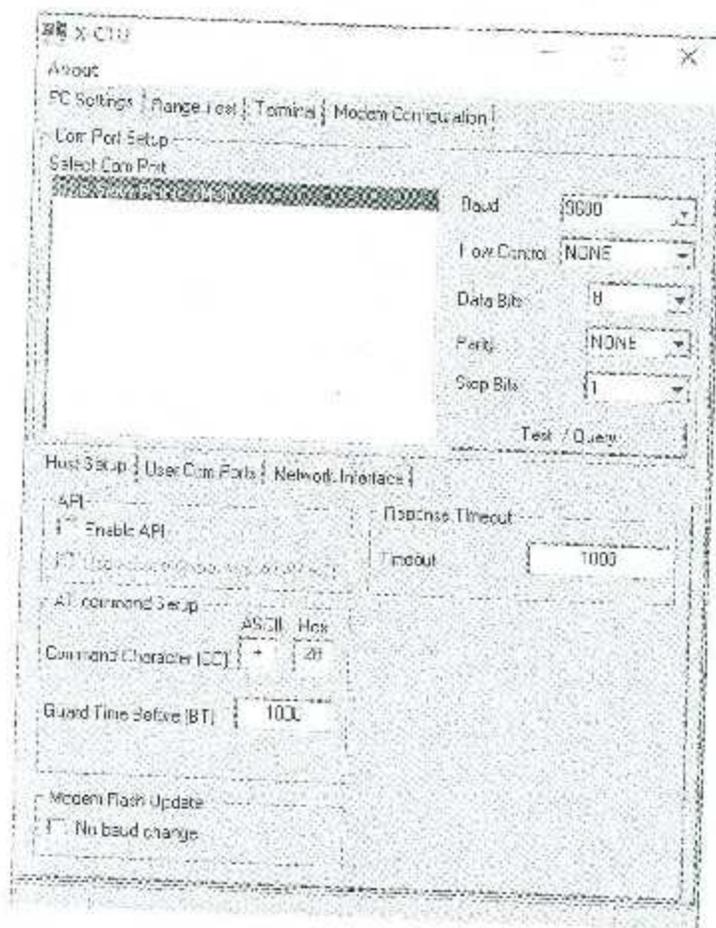


Figura 3.11 Dispositivo añadido.

Después de añadir el dispositivo, se debe señalar en la ventana "Select Com Port" dicho dispositivo, y se selecciona el botón "Test/Query". Esta prueba es para establecer comunicación con el modem de la Xbee, por lo que también se debe seleccionar el "baud rate" al que está configurado o al que se desea configurar la transmisión, por default aparece 9600 (ver la Figura 3.12).

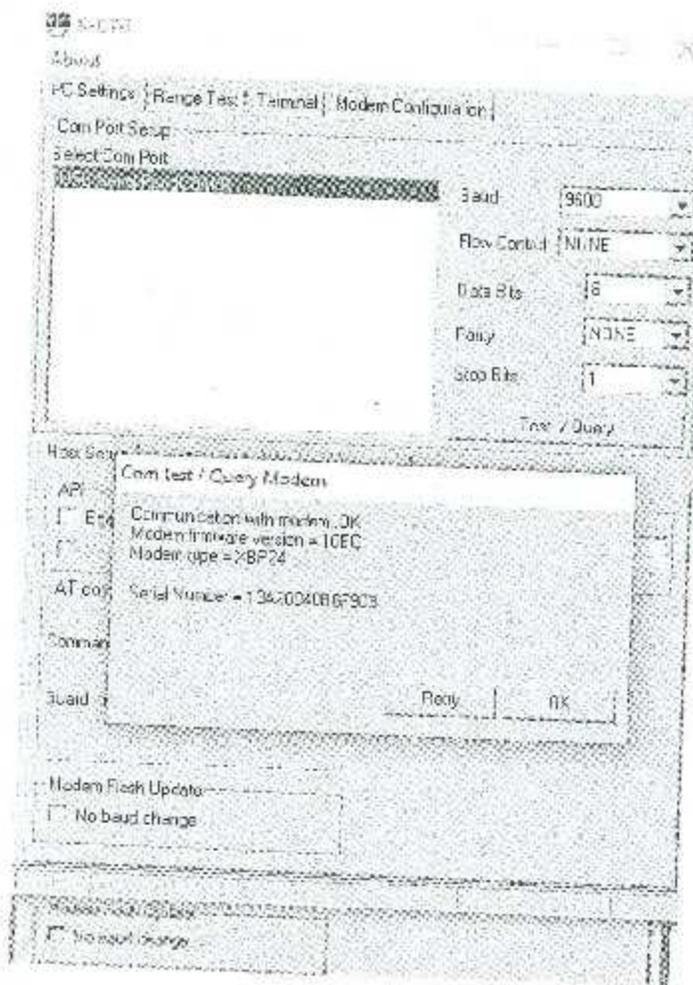


Figura 3.12 Sección "Test/Query".

Después de que ha detectado el Xbee vamos a la pestaña de modem configuration y hacemos click sobre el botón read, con lo cual podremos modificar cada parámetro a configurar para la transmisión. Los parámetros configurados son los textos de color azul y los demás parámetros con texto en color verde, vienen por defecto en el software XCTU.

En la Figura 3.13 se muestra la configuración para transmisión, solo se modifica el apartado de destination address low poniendo el valor que en el apartado de 16-bit Source Address del Xbee receptor fue configurado y se pone el valor en el apartado de 16-bit Source Address del transmisor el valor que en el apartado de destination address low del receptor fue configurado.

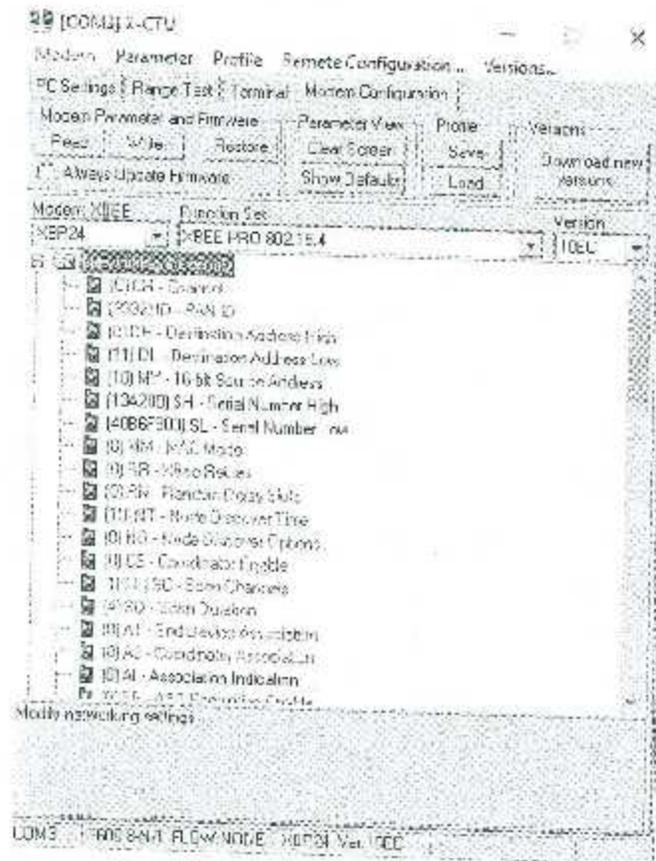
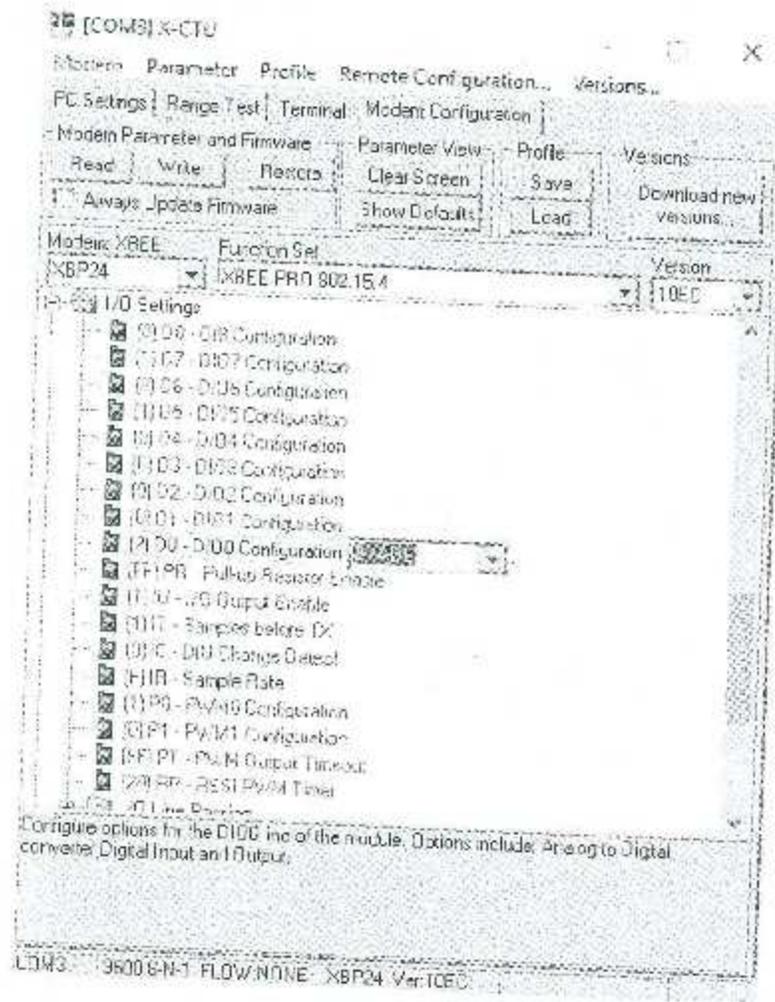


Figura 3.13 Configuración para el Xbee transmisor.

Para configurar el ADC del Xbee se define el puerto de entrada y la frecuencia de muestreo a la que transmitirá el Xbee, en otras palabras, será la frecuencia del PWM de salida del transmisor. En este caso se selecciona el D0 como entrada y en sample rate se especifica el valor en hexadecimal, en este caso se configuró a 15ms (F en hexadecimal) dando una frecuencia de 15Khz de la señal PWM transmitida hacia el receptor tal como se muestra en Figura 3.14.



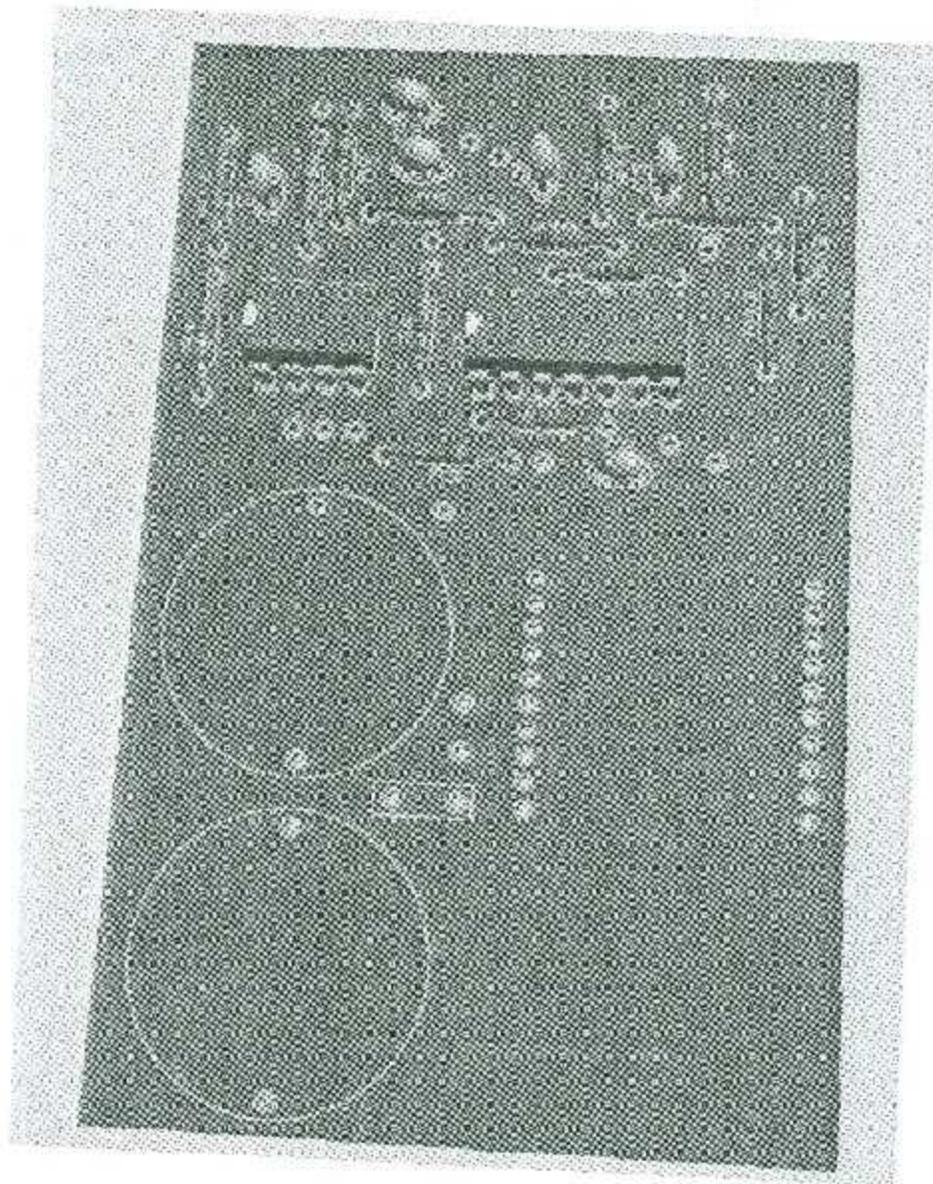


Figura 3.15 Render 3D del transmisor.

3.10 Diseño del circuito receptor.

El diseño del circuito receptor fue realizado en el software proteus versión 8.5 con Windows 10.

Las etapas que conforman dicho circuito son:

1. Xbee utilizado como receptor de la señal digitalizada (PWM).
2. Filtro pasa bajas con frecuencia de corte en 200 Hz.
3. Filtro notch con frecuencia de corte en 60 Hz.

4. Filtro notch con frecuencia de corte en 120 Hz.
5. Filtro pasa altas con frecuencia de corte en .1 Hz.
6. Amplificador con ganancia unitaria para hacer las diferentes derivaciones (LA-RA, LL-RA, LL-LA).

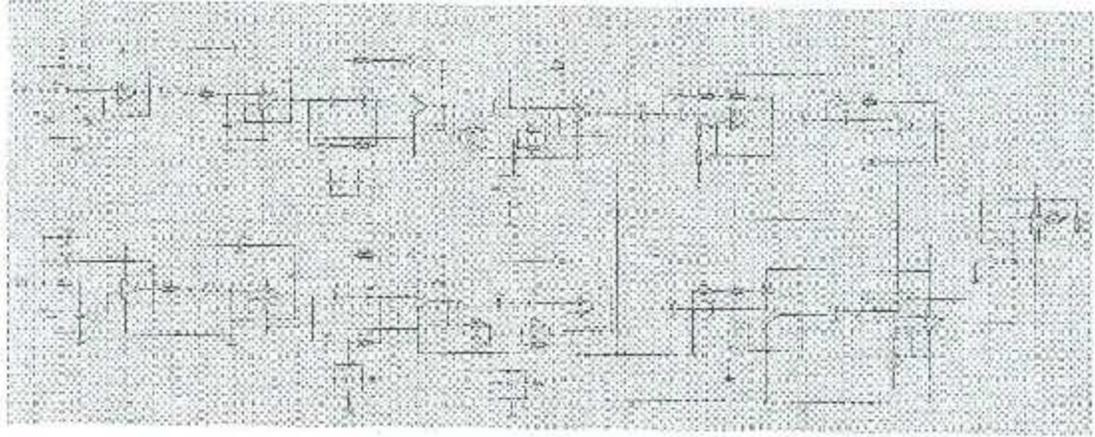


Figura 3.16 Circuito esquemático del receptor.

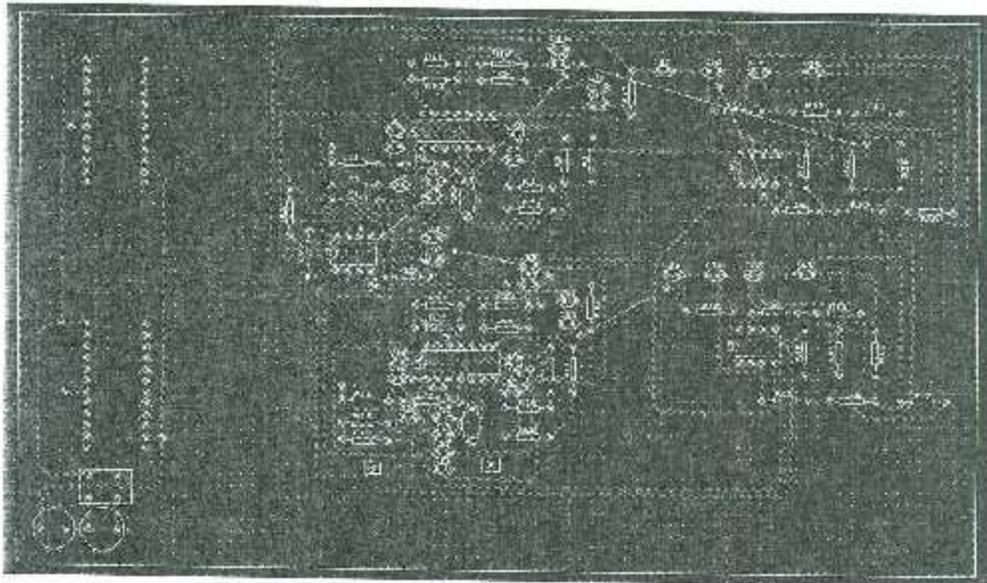


Figura 3.17 Circuito impreso del recepto.

3.11 Etapa de recepción del Xbee.

En esta etapa se utiliza un xbee explorer regulator[33] en donde se monta el módulo xbee receptor, debido a que el circuito receptor trabaja a un mayor voltaje y mediante este se regula a un voltaje óptimo para no dañar al módulo Xbee. En esta etapa mediante el módulo xbee receptor, se recibe una señal en PWM (pulse-width modulation), proveniente del xbee transmisor, y mediante filtros, se obtiene la señal original transmitida (bioseñal).

3.12 Filtro pasa bajas de cuarto orden con frecuencia de corte en 200 Hz.

En esta etapa se utiliza este tipo filtro para convertir la señal pwm a la señal analógica transmitida, recuperando la señal de salida de la etapa Amplificador sumador no inversor con ganancia de 1. (se suma una señal de directa de .5v).

Filtro Butterwortl, pasa bajas de cuarto orden (n=4), cuya frecuencia de corte ω_0 , de -3dB, sea de 200Hz.

La parte real de cada par de polos, de las etapas de segundo orden es:

$$sR1 = -0.9238 * \omega_0$$

Ecuación 3.12

$$sR2 = -0.3826 * \omega_0$$

Ecuación 3.13

El factor de calidad de cada etapa de segundo orden es:

$$Q_1 = \frac{\omega_0}{-2(-0.9238)\omega_0} = \frac{1}{1.8476} = 0.5412$$

Ecuación 3.14

$$Q_2 = \frac{\omega_0}{-2(-0.3826)\omega_0} = \frac{1}{0.7652} = 1.3068$$

Ecuación 3.15

R=100K Ω .

Para la primera etapa:

$$C_{11} = \frac{2Q_1}{2\pi f_n R} = \frac{2 \times 0.5412}{2\pi \times 200 \times 100,000} \approx 8.6141 \text{ nF}$$

Ecuación 3.16

$$C_{21} = \frac{1}{4\pi f_n Q_1 R} = \frac{1}{4\pi \times 200 \times 0.5412 \times 100,000} \approx 7.35 \text{ nF}$$

Ecuación 3.17

Para la segunda etapa:

$$C_{12} = \frac{2Q_2}{2\pi f_c R} = \frac{2 \times 1.3068}{2\pi \times 200 \times 100,000} \approx 20.7991 \text{ nF}$$

Ecuación 3.18

$$C_{22} = \frac{1}{4\pi f_c Q_2 R} = \frac{1}{4\pi \times 200 \times 1.3068 \times 100,000} \approx 3.0446 \text{ nF}$$

Ecuación 3.19

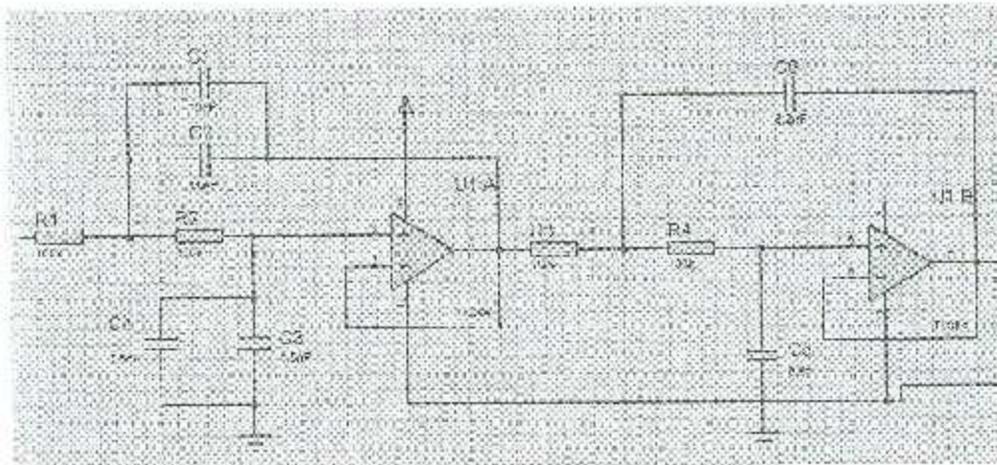


Figura 3.18 Filtro pasa bajas de cuarto orden con frecuencia de corte en 200 Hz.

3.13 Filtro notch con frecuencia de corte en 60 Hz.

Esta etapa es para eliminar la señal de ruido que genera las tomas de corriente eléctrica, lámparas, o todos los aparatos eléctricos que funcionen a dicha frecuencia. Ver 42.

3.14 Filtro notch con frecuencia de corte en 120 Hz.

Esta etapa es para eliminar ruido en múltiplos de la frecuencia de 60 Hz que genera las tomas de corriente eléctrica, lámparas, o todos los aparatos eléctricos que funcionen a dicha frecuencia.

Donde:

C=Valor del capacitor.

Rf=Valor doble de R según la Ecuación 3.5.

R= Resistencia calculada suponiendo el valor de 1uf para el capacitor según la Ecuación 3.4.

Fo=Frecuencia de corte del filtro.

Cf=Valor doble del capacitor según la Ecuación 3.6.

Wo= Frecuencia central de corte.

W1= Frecuencia de corte baja.

W2= Frecuencia de corte alta.

Q= Factor de calidad del filtro.

$$f_c = \frac{1}{2\pi CR} = \frac{1}{2\pi \times 1 \times 10^{-6} \times 1326,29} \approx 120$$

Ecuación 3.20

$$R_f = \frac{R}{2}$$

Ecuación 3.21

$$C_f = 2C$$

Ecuación 3.22

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} = \frac{1}{1326.29 \times 1 \times 10^{-3}} \approx 753.98$$

Ecuación 3.23

$$\omega_1 = (\omega_0)(3 - 2\sqrt{2}) = 753.98 \times 0.1715 \approx 129.30$$

Ecuación 3.24

$$\omega_2 = (\omega_0)(3 + 2\sqrt{2}) = 753.98 \times 5.8284 \approx 4394.49$$

Ecuación 3.25

$$\underline{Q} = \frac{\omega_2}{\omega_2 - \omega_1} = \frac{753.98}{4394.49 - 129.30} \approx 0.1767$$

Ecuación 3.26

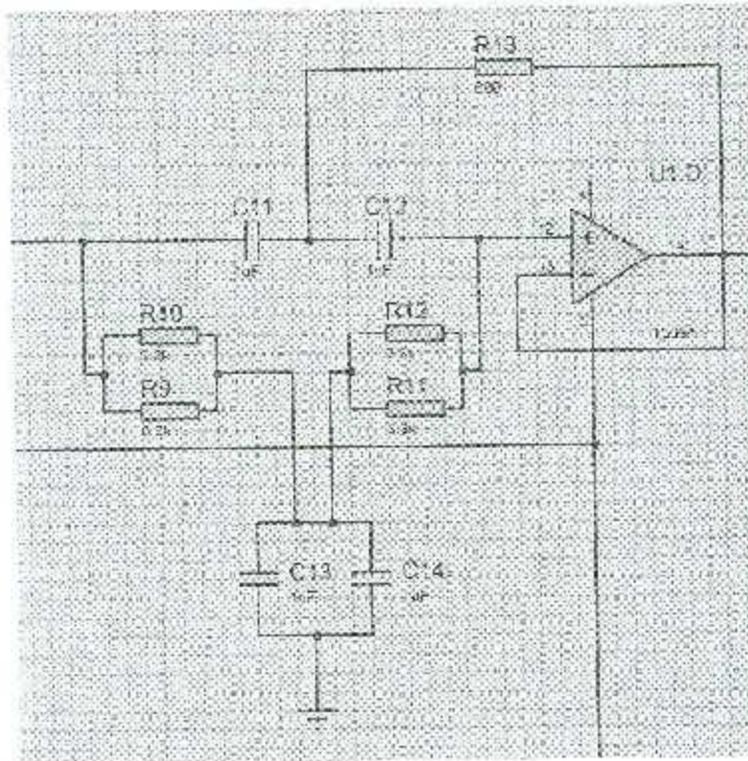


Figura 3.19 Filtro notch con frecuencia de corte en 120 Hz.

3.15 Filtro pasa altas de cuarto orden con frecuencia de corte en .1 Hz.

En esta etapa se eliminan frecuencias de 0 Hz (señales de corriente directa), debido a que para transmitir se le tuvo que sumar una señal de directa a la bioseñal para poder transmitir las partes negativas de la señal(Q y S) Amplificador sumador no inversor con ganancia de 1. (se suma una señal de directa de .5v).

Filtro Butterworth, pasa altas de cuarto orden (n=4), cuya frecuencia de corte ω_0 , de -3dB, sea de .1Hz.

La parte real de cada par de polos, de las etapas de segundo orden es:

$$sR1 = -.9238 * \omega_0$$

Ecuación 3.27

$$sR2 = -.3826 * \omega_0$$

Ecuación 3.28

El factor de calidad de cada etapa de segundo orden es:

$$Q_1 = \frac{\omega_0}{-2(-0.9238)\omega_0} = \frac{1}{1.8476} = 0.5412$$

Ecuación 3.29

$$Q_2 = \frac{\omega_0}{-2(-0.3826)\omega_0} = \frac{1}{0.7652} = 1.3068$$

Ecuación 3.30

$C=4.7\mu\text{F}$.

Para la primera etapa:

$$R_{11} = \frac{1}{4\pi f_0 Q_1 C} = \frac{1}{4\pi \times .1 \times 0.5412 \times 4.7 \times 10^{-6}} \approx 312.8487 \text{ K}\Omega$$

Ecuación 3.31

$$R_{21} = \frac{2Q_1}{2\pi f_0 C} = \frac{2 \times 0.5412}{2\pi \times .1 \times 4.7 \times 10^{-6}} \approx 366.5304 \text{ K}\Omega$$

Ecuación 3.32

Para la segunda etapa:

$$R_{12} = \frac{1}{4\pi f_0 Q_2 C} = \frac{1}{4\pi \times .1 \times 1.3068 \times 4.7 \times 10^{-6}} \approx 129.5636 \text{ K}\Omega$$

Ecuación 3.33

$$R_{22} = \frac{2Q_2}{2\pi f_0 C} = \frac{2 \times 1.3068}{2\pi \times .1 \times 4.7 \times 10^{-6}} \approx 885.0369 \text{ K}\Omega$$

Ecuación 3.34

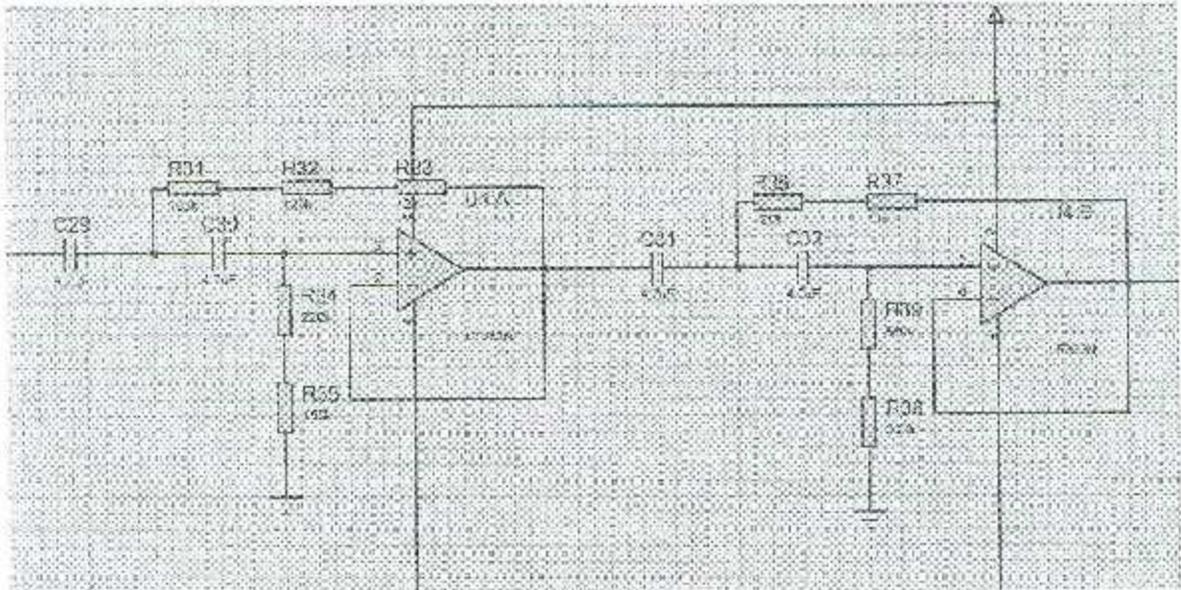


Figura 3.20 Filtro pasa altas de cuarto orden con frecuencia de corte en .1 Hz.

3.16 Amplificador con ganancia unitaria para hacer las diferentes derivaciones (LA-RA, LL-RA, LL-LA).

En esta etapa se hacen las ecuaciones (LA-RA, LL-RA, LL-LA) para las derivaciones D1, D2, D3. Para poder realizar las ecuaciones se requiere cambiar de posición los electrodos en los diferentes puntos del cuerpo para que automáticamente aparezcan las derivaciones. El amplificador que se utiliza para esta etapa es el AD620 debido a que se aplica un voltaje de .5v, para la visualización de la señal analógica utilizados en un microcontrolador ATMEGA 328-P como adquiredor de datos analógicos para, luego mediante USB enviarlo como datos serie a una Rasperry pi 3[31], y visualizarlo en cualquier pantalla con entrada HDMI. Cabe mencionar que también puede ser sustituida la Rasperry por una computadora con sistema operativo de Windows 7 a Windows 10 y también que las etapas,(Etapa de recepción del Xbee.Filtro pasa bajas de cuarto orden con frecuencia de corte en 200 Hz.Filtro notch con frecuencia de corte en 60 Hz.,Filtro notch con frecuencia de corte en 120 Hz.,Filtro pasa altas de cuarto orden con frecuencia de corte en .1 Hz.), son para cada punto del cuerpo (RA,LA,LL,LA), por lo cual se requieren dos circuitos de cada etapa debido a que cada etapa es de un solo punto del cuerpo.

3.17 Configuración del módulo receptor Xbee.

En la Figura 3.21 se muestra la configuración para recepción, solo se modifica el apartado de destination address low poniendo el valor que en el apartado de 16-bit Source Address del Xbee transmisor fue configurado y se pone el valor en el apartado de 16-bit Source Address del receptor, el valor que en el apartado de destination address low del transmisor fue configurado.

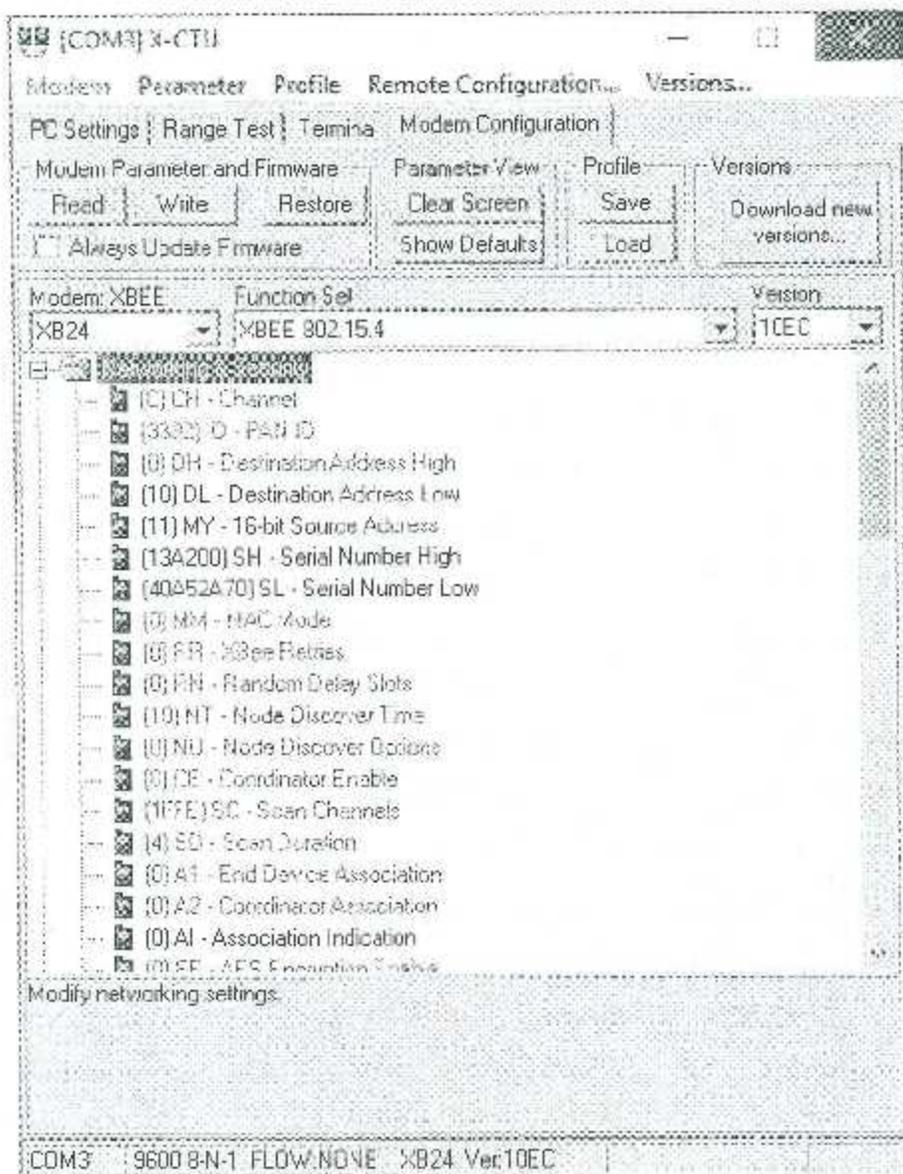


Figura 3.21 Configuración para el Xbee receptor.

Para configurar el PWM del Xbee se define el puerto de entrada. En este caso se utilizó P0, y se selecciona como salida en formato PWM tal como se muestra en la **Figura 3.22**. Esta señal será enviada a la etapa de Filtro pasa bajas de cuarto orden con frecuencia de corte en 200 Hz., para recuperar la señal analógica transmitida

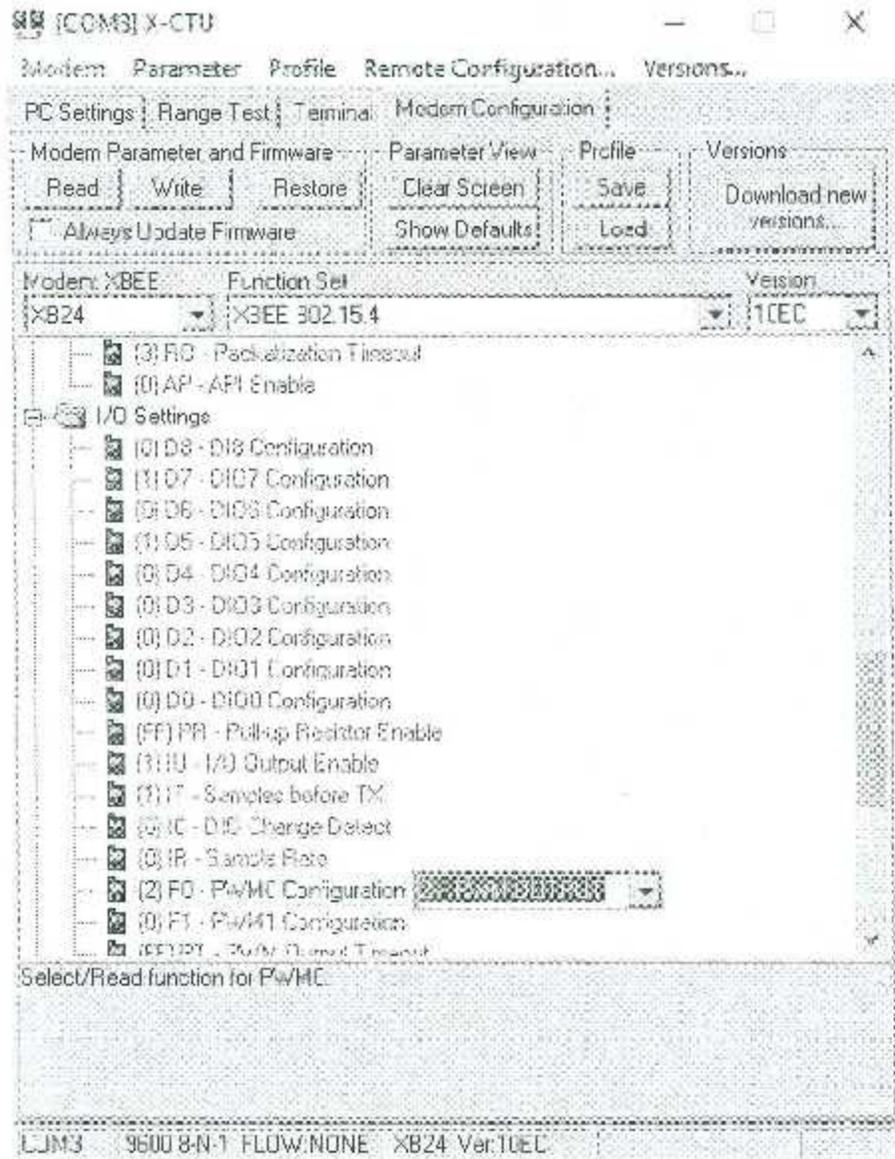


Figura 3.22 Configuración del PWM del Xbee receptor.

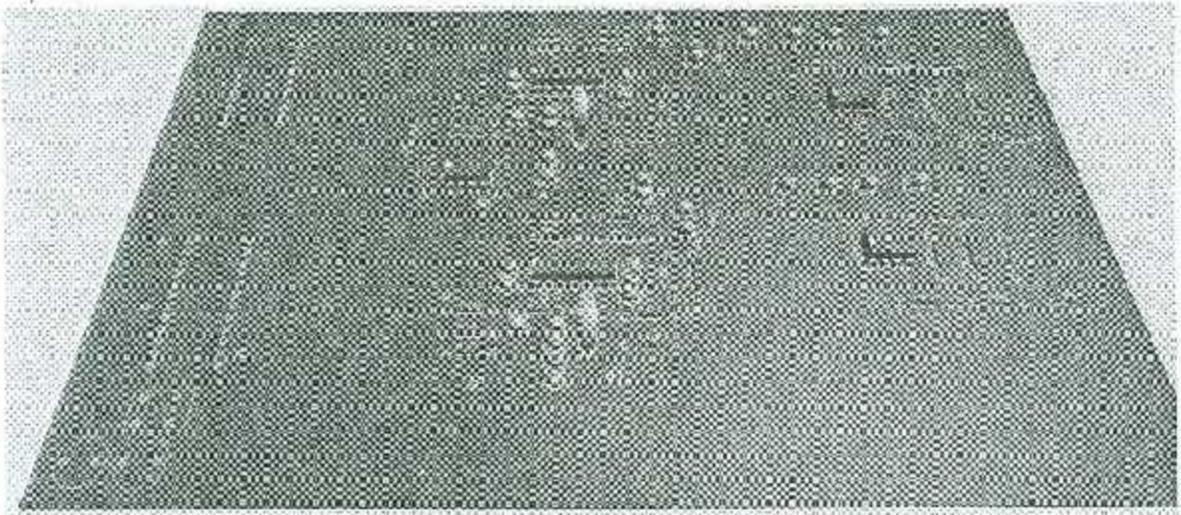


Figura 3.23 Render 3D del receptor.

Capítulo 4. Resultados.

Las propiedades y características de la señal transmitida, como la señal recibida recuperada en las diferentes etapas del circuito receptor, fueron satisfactorias. Se logró transmitir un solo punto del cuerpo (RA, LA, LL), para poder hacer las diferentes derivaciones como (D1, D2, D3) mediante el amplificador de instrumentación haciendo las ecuaciones de (LA-RA, LL-RA, LL-LA).

Los circuitos fabricados para este proyecto se muestran a continuación:

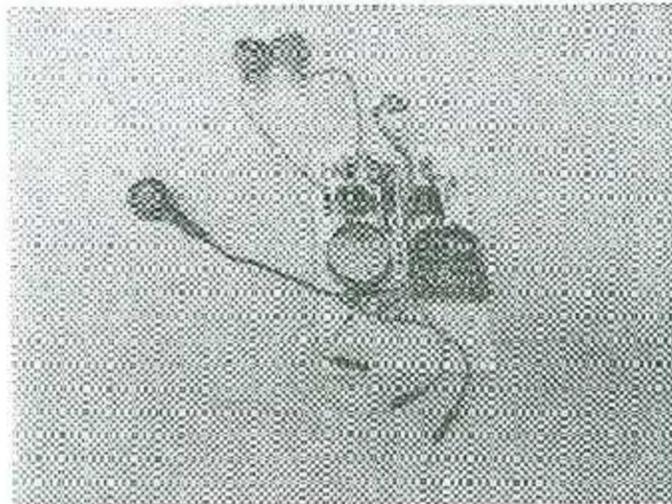


Figura 4.1 Circuito electrónico transmisor de la bioseñal.

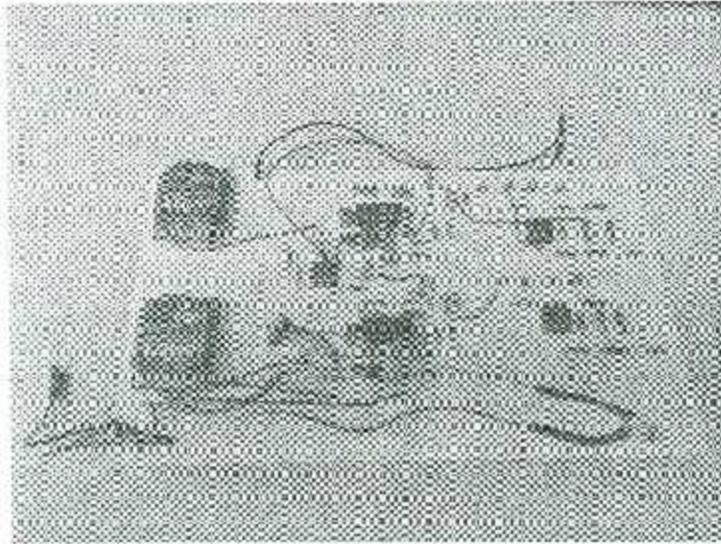


Figura 4.2 Circuito electrónico receptor de la bioseñal.

Se diseñó una pequeña caja con las dimensiones y medidas exactas del circuito tal como se muestra en la Figura 4.3.

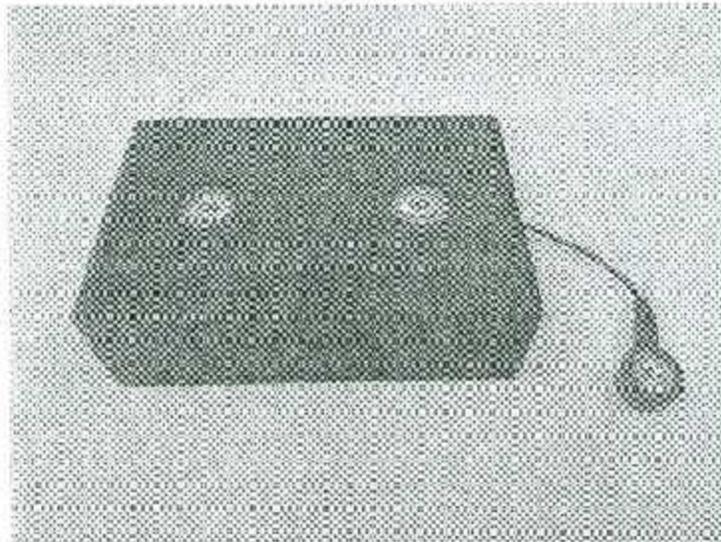


Figura 4.3 Prototipo final del transmisor.

Se utilizaron electrodos de superficie para la adquisición de la bioseñal tal como se muestra en la Figura 4.4.

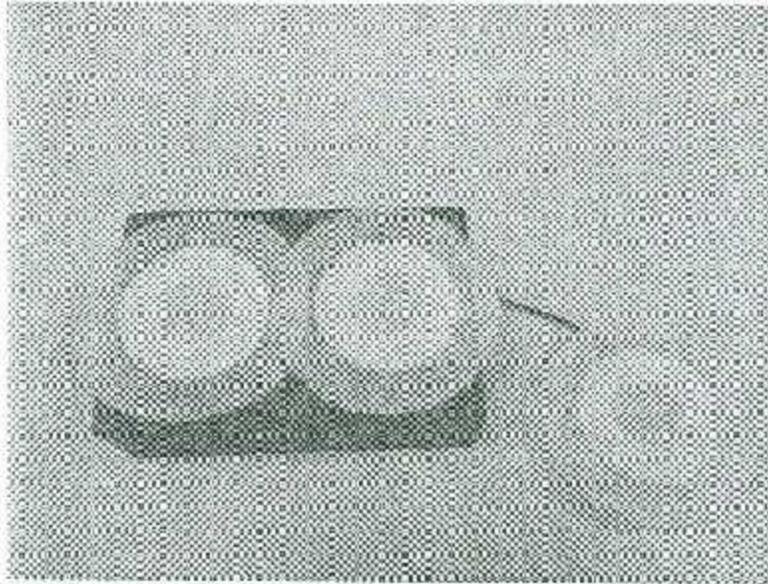


Figura 4.4 Prototipo final con los electrodos.

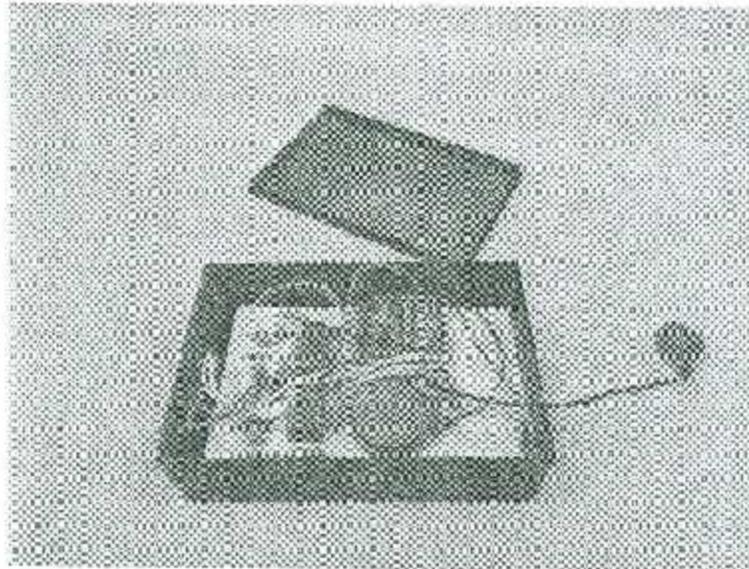


Figura 4.5 Vista del interior del prototipo final.

En la Figura 4.6 se muestra el prototipo del receptor.

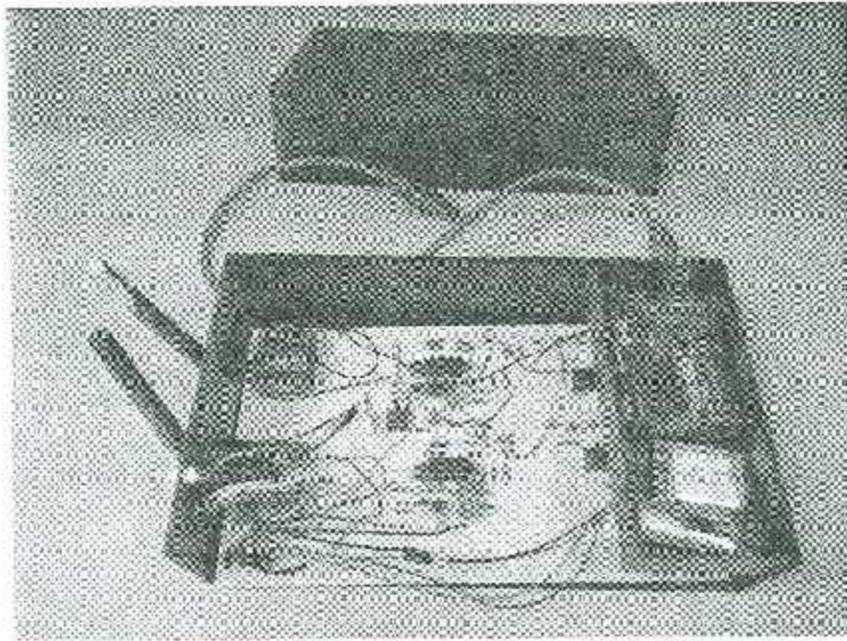


Figura 4.6 Prototipo final del receptor.

En la Figura 4.7 se muestra la bioseñal transmitida.

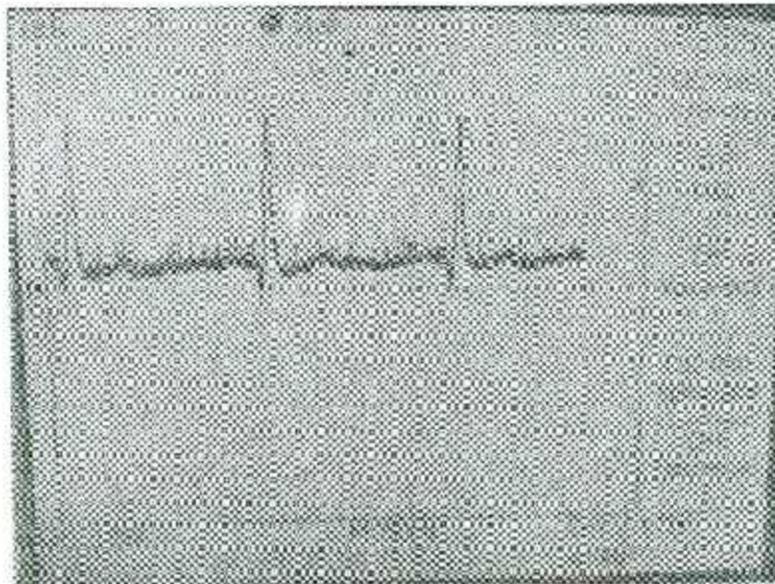


Figura 4.7 Señal de ECG transmitida.

En la **Figura 4.8** se muestra la señal recibida en formato PWM (modulación por ancho de pulso).

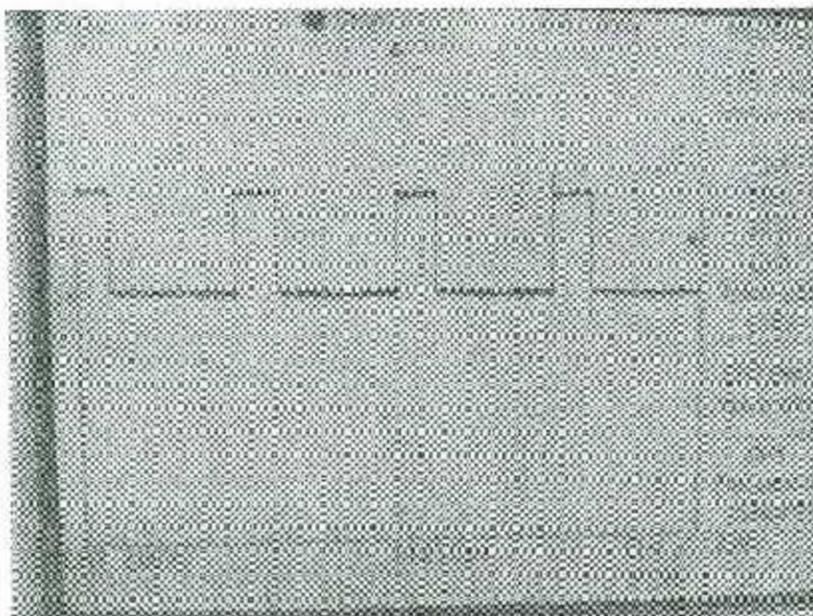


Figura 4.8 Señal recibida en formato PWM (modulación por ancho de pulso).

En la **Figura 4.9**, se muestra la señal PWM filtrada, mediante la etapa Filtro pasa bajas de cuarto orden con frecuencia de corte en 200 Hz.

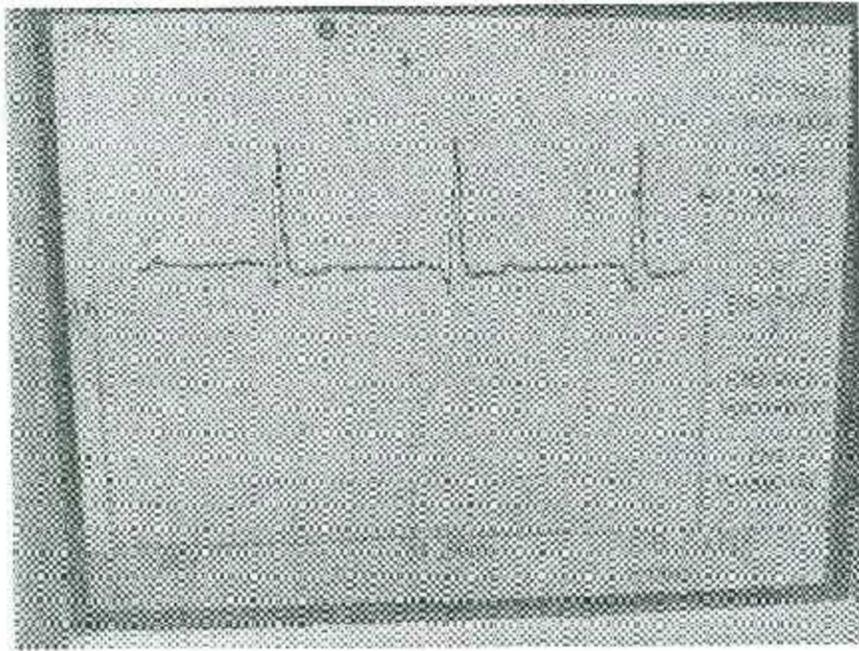


Figura 4.9 Señal ECG la salida del filtro pasa bajas de cuarto orden con frecuencia de corte en 200 Hz.

En la Figura 4.10 se muestra la señal con la eliminación de las bandas de frecuencia en 60 Hz y 120 Hz.

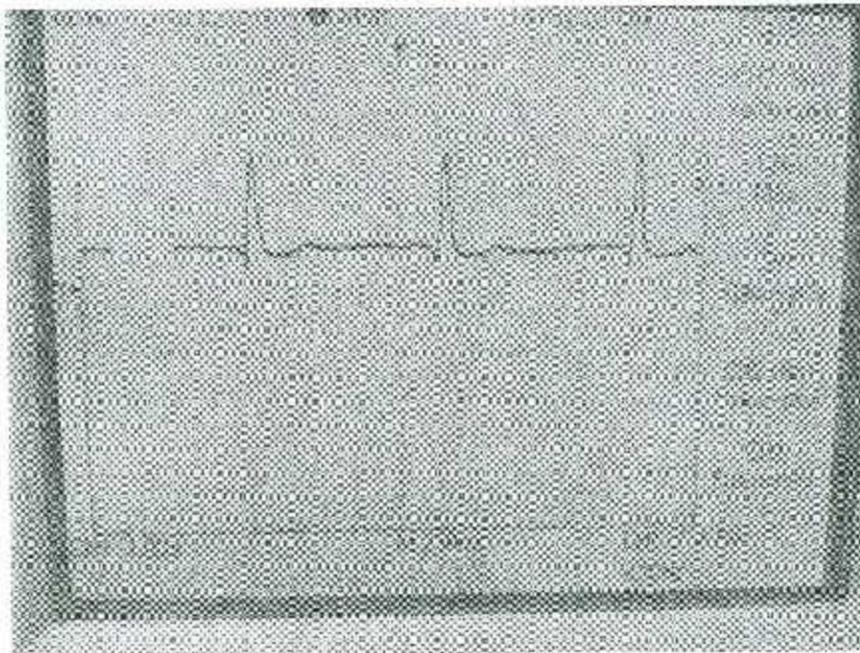


Figura 4.10 Señal ECG filtrada en 60 Hz y 120 Hz.

En la Figura 4.11 se muestra la señal con la eliminación de las bandas de frecuencia de 0 Hz (señales de corriente directa).

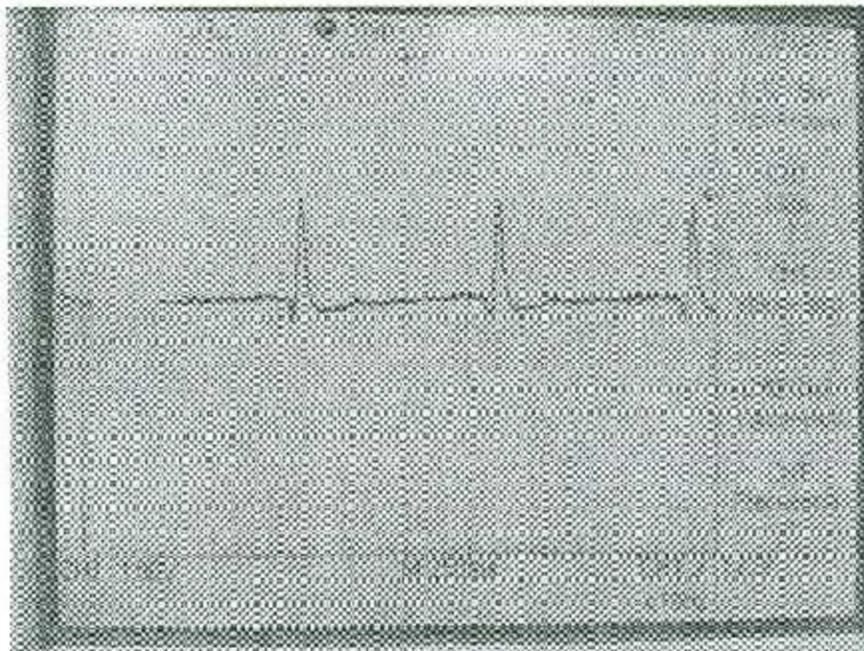


Figura 4.11 Señal ECG con la eliminación de señales de corriente directa.

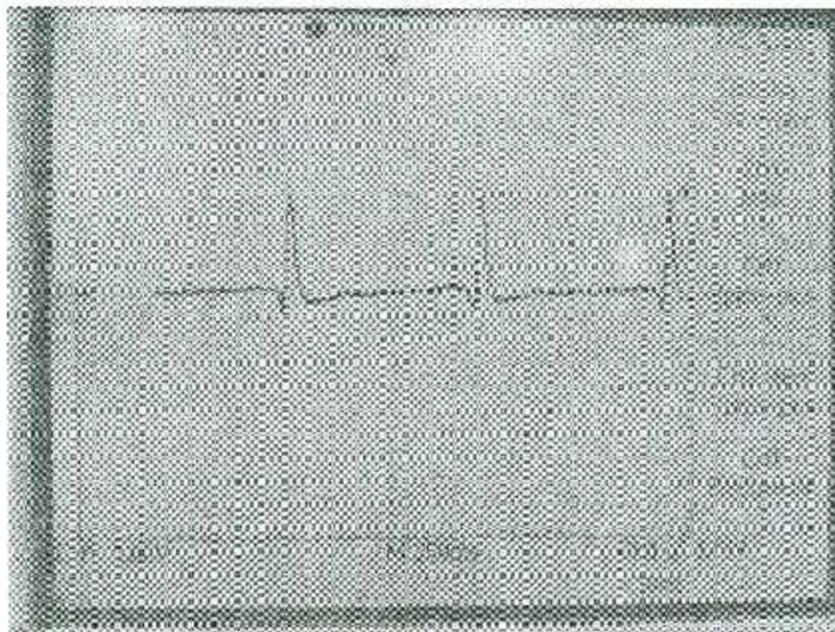


Figura 4.12 ECG en el punto LA.

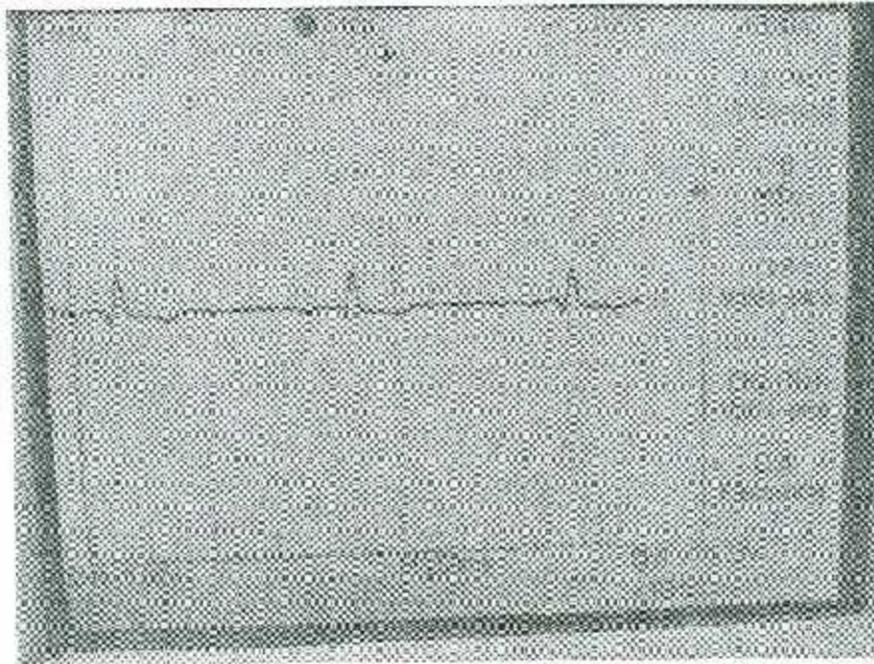


Figura 4.13 ECG en el punto RA.

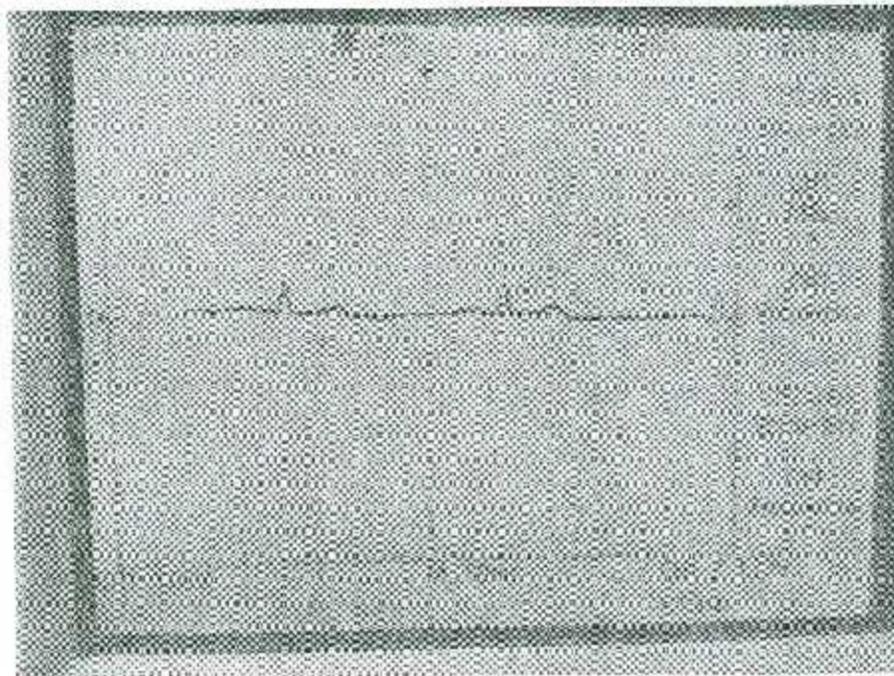


Figura 4.14 ECG en el punto LL.

En la Figura 4.15 se muestra la señal visualizada en un monitor con entrada HDMI.

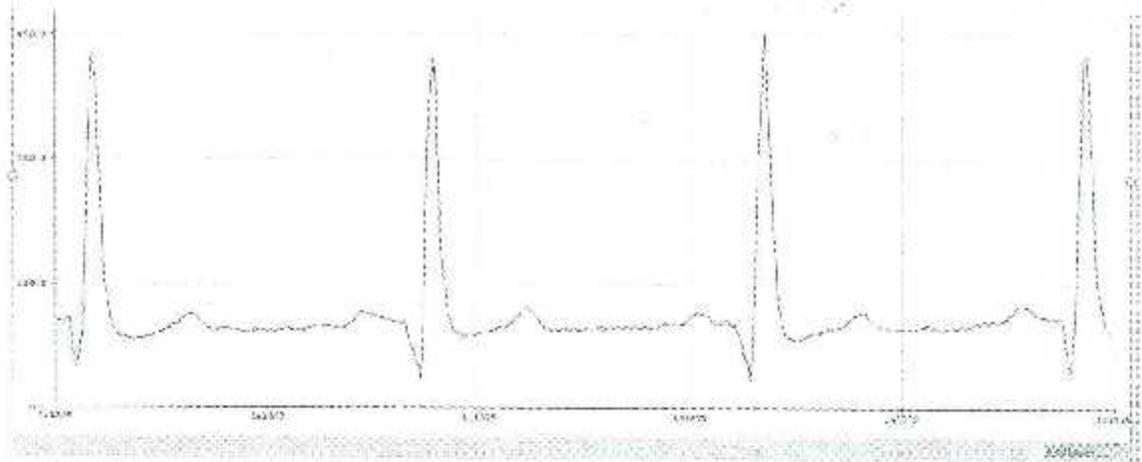


Figura 4.15 Señal ECG visualizada en un monitor con entrada HDMI.

Cabe mencionar que este proyecto fue presentado en el International Congress of Bioelectronics and Medical Engineering en noviembre del 2016, haciendo una presentación oral y mostrando resultados obtenidos del proyecto (al final se anexa el artículo para la revista del congreso).

Conclusiones.

En este proyecto se presentó el diseño de un electrodo inalámbrico para la medición de biopotenciales en el cuerpo humano utilizado para un electrocardiógrafo, mediante el cual se pudo transmitir el biopotencial de un solo punto del cuerpo (LL, LA, RA). Cabe mencionar que el electrodo inalámbrico fue diseñado mediante tres electrodos superficiales que recogen el biopotencial de un solo punto del cuerpo, por lo cual se puede decir por conclusión, que podemos sustituir un electrodo superficial conectado mediante cables a un electrocardiógrafo como convencionalmente se utiliza, por el electrodo inalámbrico que recoge el biopotencial de un solo punto y que a su vez lo transmite hacia un electrocardiógrafo.

Se utilizó módulos Xbee para la transmisión y recepción inalámbrica de las señales, debido a que el protocolo de comunicación empleado en este proyecto, es un medio efectivo y de bajo costo para enviar información, por otra parte, se adapta perfectamente con las tecnologías modernas de comunicación.

Una de las muchas ventajas de utilizar módulos Xbee es el bajo costo de los dispositivos, bajo consumo de energía y su fácil programación para la comunicación inalámbrica. La distancia que manejan estos dispositivos entre emisor y receptor son alrededor de 30 metros en interior y puede ser más de 100 metros en exterior, este factor está determinado por el tipo de Xbee que se utilice, ya que existe la serie Xbee Pro que alcanza 1.6 kilómetros en espacios abiertos.

Con este proyecto, se abren más campos de investigación en esta área, ya que se podría investigar su uso en un electrocardiógrafo con 12 derivaciones, y poder eliminar completamente cualquier cable del cuerpo del paciente hacia un aparato eléctrico que pudiera afectar mediante una descarga eléctrica u otro tipo de daño.

Referencias bibliográficas.

- [1] INEGI. *Defunciones por enfermedades del corazón*. URL: <http://www3.inegi.org.mx/sistemas/sisept/Default.aspx?t=mdemo107>
Consultado el 7 de Junio del 2017.
- [2] M. Watts and D. Shoat, "Trends in electrocardiograph design," *Journal of the Institution of Electronic and Radio Engineers*, vol. 57, no. 4, pp. 140-150, 1987.
- [3] X. Shi and Y. Zhang, "Automatic delineation of single-lead electrocardiograph fiducial points based on the hierarchical triple-extreme-points model," in *ICCE-China Workshop (ICCE-China), 2013 IEEE*, 2013, pp. 20-25: IEEE.
- [4] E. J. F. Reyes Aguirre, J. Rojas Moreno, M. F. Flórez Franco, "Design and construction of an electrocardiograph prototype with touch screen interface and embedded system with 16-bit resolution," in *Image, Signal Processing, and Artificial Vision (STSIVA), 2012 XVII Symposium of*, 2012, pp. 202-207: IEEE.
- [5] M. Fatima, G. M. Javier, D. H. J. Carlos, and T. M. Roberto, "Development of a mobile electrocardiograph with a wireless warning embedded system," *Procedia Engineering*, vol. 35, pp. 144-154, 2012.
- [6] Y. E. Hamouda, "Biological task mapping and scheduling in wireless sensor networks," in *Communications Technology and Applications, 2009. ICCTA'09. IEEE International Conference on*, 2009, pp. 914-919: IEEE.
- [7] P. Mariño, F. Fontán, M. A. Dominguez, and S. Otero, "Networked biological system by wireless sensors," in *Control, Automation, Robotics and Vision, 2008. ICARCV 2008. 10th International Conference on*, 2008, pp. 218-222: IEEE.
- [8] J. Zheng and A. Jamalipour, *Wireless sensor networks: a networking perspective*. John Wiley & Sons, 2009.
- [9] P. Rawat, K. D. Singh, H. Chaouchi, and J. M. Bonnin, "Wireless sensor networks: a survey on recent developments and potential synergies," *The Journal of supercomputing*, vol. 68, no. 1, pp. 1-48, 2014.
- [10] J. L. Fresquet, "Historia de la medicina." URL: <http://www.historiadelamedicina.org/index.html>
Consultado el 7 de Junio del 2017.
- [11] S. Soto Benites. "Biopotenciales". URL: <http://es.scribd.com/doc/94061687/Biopotenciales-seminario#scribd>
Consultado el 7 de Junio del 2017.
- [12] *Centro medico escuela*. URL: <http://www.cursoelectrocardiograma.net/la-historia-desarrollo-del-electrocardiografo.html>
Consultado el 7 de Junio del 2017.
- [13] *Biblioteca nacional de medicina de EE. UU.* URL: <https://www.nlm.nih.gov/medlineplus/spanish/heartdiseases.html>
Consultado el 7 de Junio del 2017.
- [14] J. García-Niebla, P. Llontop-García, J. I. Valle-Racero, G. Serra-Autonell, V. N. Batchvarov, and A. B. De Luna, "Technical mistakes during the

- acquisition of the electrocardiogram," *Annals of Noninvasive Electrocardiology*, vol. 14, no. 4, pp. 389-403, 2009.
- [15] Compañía dedicada a la venta de equipos médicos. URL: <http://www.ribasmedicina.com/categoria-producto/electrocardiografos/electrocardiografos-digitales/>
Consultado el 7 de Junio del 2017.
- [16] L. J. Siegel. *Sinapsis aom*. URL: <http://sinapsis-aom.blogspot.mx/2010/09/el-cerebro-habla-cientificos-descifran.html>
Consultado el 7 de Junio del 2017.
- [17] A. Alonso Alonso. *Universidad de Valladolid Laboratorio de Electrónica y Bioingeniería*. URL: <http://www.bioclab.tel.uva.es/bioelectricas.html>
Consultado el 7 de Junio del 2017.
- [18] J.L. Varela-Benítez, J.O. Rivera-Delgado, J.H. Espina-Hernández, J.M. de la Rosa-Vázquez, "Electrodo Capacitivo de Alta Sensibilidad para la Detección de Biopotenciales Eléctricos," 2015.
- [19] Texasheart.org. *Instituto médico para la prevención de las enfermedades del corazón*. URL: http://www.texasheart.org/HIC/Topics_Esp/Diag/diekq_sp.cfm
Consultado el 7 de Junio del 2017.
- [20] W. J. Tompkins, "Biomedical digital signal processing," *Editorial Prentice Hall*, 1993.
- [21] F. H. Netter and P. L. Murillo, *Colección Ciba de ilustraciones médicas*. Salvat Editores, 1993.
- [22] *Dalcame grupo dedicado a la investigación científica y tecnológica*. URL: <http://www.dalcame.com/eca.html#VIIId4GCFPIW>
Consultado el 7 de Junio del 2017.
- [23] Enfermería 1014. URL: <http://www.enfermeria1014.com/page/C%C3%93MO+REALIZAR+UN+ELECTROCARDIOGRAMA>
Consultado el 7 de Junio del 2017.
- [24] L. L. Alvarez Escobar, R. Henao, and E. Duque Cardona, "Análisis de esquemas de filtrado análogo para señales ECG," 2007.
- [25] F. F. Driscoll, *Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales*. Pearson Educación, 1999.
- [26] Analog Devices. AD620. URL: <http://www.analog.com/en/products/amplifiers/instrumentation-amplifiers/ad620.html#product-overview>
Consultado el 7 de Junio del 2017.
- [27] A. Devices, "Low Cost, Low Power Instrumentation Amplifier AD620," *Analog Devices*, 1999.
- [28] A. S. Sedra and P. O. Brackett, *Filter theory and design: active and passive*. Matrix Pub, 1978.
- [29] A. Oyarce, P. Aguayo, and E. Martín, "Guía del usuario Xbee series 1," *Ingeniería MCI Ltda*, 2010.
- [30] Labcenter. URL: <https://www.labcenter.com/pcb/>
Consultado el 7 de Junio del 2017.

- [31] Raspberry PI Foundation. URL: <http://docs-europe.electrocomponents.com/webdocs/14ba/0000766b814ba5fd.pdf>
Consultado el 7 de Junio del 2017.
- [32] Digi International Inc. URL: <https://www.digi.com/resources/documentation/digidocs/PDFs/90001458-13.pdf>
Consultado el 7 de Junio del 2017.
- [33] Sparkfun Electronics. URL: <https://www.sparkfun.com/products/11373>
Consultado el 7 de Junio del 2017.

2. XBee/XBee-PRO RF Module Operation

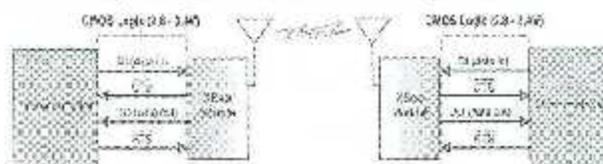
Serial Communications of the XBee/XBee-PRO RF Module

The XBee®/XBee-PRO® RF Modules interface to a host device through a logic-level asynchronous serial port. Through its serial port, the module can communicate with any logic and voltage compatible UART; or through a level translator to any serial device. (For example: Through a Digi proprietary RS-232 or USB interface board).

UART Data Flow

Devices that have a UART interface can connect directly to the pins of the RF module as shown in the figures below.

Figure 2-01. System Data Flow Diagram in a UART-interfaced environment.
(Low-voltage signals data produced via a number 00/ins are an signal name.)

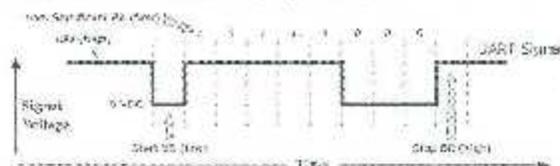


Serial Data

Data enters the module UART through the D1 pin (pin 9) as an asynchronous serial signal. The signal should idle high when no data is being transmitted.

Each data byte consists of a start bit (low), 8 data bits (least significant bit first) and a stop bit (high). The following figure illustrates the serial bit pattern of data passing through the module.

Figure 2-02. UART data packet 0x1F (decimal number 31) as transmitted through the RF module.
Example Data Received: 0x1F (8 bits parity, # of stop bits)



Serial communications depend on the two UARTs (the microcontroller's and the RF module's) to be configured with compatible settings (baud rate, parity, start bits, stop bits, data bits).

The UART baud rate and parity settings on the XBee module can be configured with the BD and NB commands, respectively. See the command table in Chapter 3 for details.

Pin Signals for the XBee/XBee-PRO RF Module

Figure 1-01. XBee/XBee-PRO RF Module Pin Numbers

(top pins shown - standard bottom)

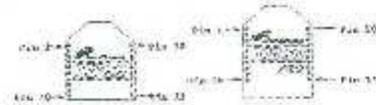


Table 1-02. Pin Assignments for the XBee and XBee-PRO Modules
(Low-voltage signals are distinguished by a horizontal line above signal name.)

| Pin | Signal | Direction | Notes |
|-----|-----------------|-----------|--|
| 1 | VCC | | Power supply |
| 2 | DOUT | Output | UART Data Out |
| 3 | DIN/CONFIG | Input | UART Data In |
| 4 | DOR | Output | Digital Output 0 |
| 5 | RESET | Input | Module Reset (reset pulse must be at least 200 ns) |
| 6 | PWR/PROG | Output | Power Output 0 / 100 Digital Strength Indicator |
| 7 | PWR | Output | PWR Output 1 |
| 8 | GND | | Do not connect |
| 9 | SLEEP/STATUS | Input | On-Sleep Control Line or Digital Input 3 |
| 10 | GND | | Ground |
| 11 | RTN/IO4 | Either | Analog Input 4 or Digital IO 4 |
| 12 | CTS/DIO7 | Either | Clear-to-Send Flow Control or Digital IO 7 |
| 13 | ON/SLEEP | Output | Module Status Indicator |
| 14 | AREF | Input | Voltage Reference for A/D Inputs |
| 15 | ANALOG/AD5/DIO5 | Either | Associated Indicator, Analog Input 5 or Digital IO 5 |
| 16 | RTS/DIO6 | Either | Request-to-Send Flow Control or Digital IO 6 |
| 17 | AD1/DIO3 | Either | Analog Input 3 or Digital IO 3 |
| 18 | AD2/DIO2 | Either | Analog Input 2 or Digital IO 2 |
| 19 | AD3/DIO1 | Either | Analog Input 1 or Digital IO 1 |
| 20 | AD0/DIO0 | Either | Analog Input 0 or Digital IO 0 |

* Function not supported at the time of this release.

Notes:

- Minimum connections: VCC, GND, DOUT & DIN
- Minimum connections for updating firmware: VCC, GND, DIN, DOUT, RTS & DTR
- Signal Direction is specified with respect to the module
- Module includes a 50k Ω pull-up resistor attached to **RESET**
- Several of the input pull-ups can be configured using the **TR** command
- Unused pins should be left disconnected

Design Notes for the XBee/XBee-PRO RF Module

The XBee modules do not specifically require any external circuitry or specific connections for proper operation. However, there are some general design guidelines that are recommended for help in troubleshooting and building a robust design.

Power Supply Design

Poor power supply can lead to user specific performance, especially if the supply voltage is not kept within tolerance or is excessively noisy. To help reduce noise, we recommend placing a 1.0 μ F and 10.2 μ F capacitor as near as possible to pin 1 on the XBee. If using a switching regulator for the power supply, switching frequencies above 500 kHz are preferred. Power supply ripple should be limited to a maximum 100 mV peak-to-peak.



Low Cost Low Power Instrumentation Amplifier

AD620

FEATURES

Easy to Use

- Gain set with one external resistor
- Gain range 1 to 10,000
- Wide power supply range (± 2.3 V to ± 15 V)
- Higher performance than ± 1 μ A amp IA designs
- Available in 8-lead DIP and SOIC packaging
- Low power, 1.3 mA max supply current

Excellent dr performance (B grade)

- 50 μ V max, input offset voltage
- 3.6 μ V/ $^{\circ}$ C max, input offset drift
- 1.0 mA max, input bias current
- 100 dB min common-mode rejection ratio (G = 10)

Low noise

- 9 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ @ 1 kHz, input voltage noise
- 5.20 μ V p-p noise (0.1 Hz to 10 Hz)

Excellent ac specifications

- 220 kHz bandwidth (G = 100)
- 15 μ s settling time to 0.1%

APPLICATIONS

- Weigh scales
- ECG and medical instrumentation
- Transducer interface
- Data acquisition systems
- Industrial process controls
- Battery-powered and portable equipment

CONNECTION DIAGRAM

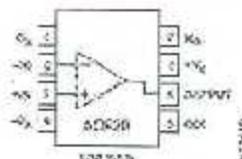


Figure 1. 8-Lead PDIP, SOIC, and SOIC Packages

PRODUCT DESCRIPTION

The AD620 is a low cost, high accuracy instrumentation amplifier that requires only one external resistor to set gains of 1 to 10,000. Furthermore, the AD620 features 8-lead SOIC and DIP packaging that is smaller than discrete design solutions. Low power (only 1.3 mA max supply current), making it a good fit for battery powered, portable for remote applications.

The AD620, with its high accuracy of 50 μ V gain error, nonlinearity, low offset voltage of 50 μ V max, and offset drift of 0.5 μ V/ $^{\circ}$ C max, is ideal for use in precision data acquisition systems, such as weigh scales and transducer interfaces. Furthermore, the low noise, low input bias current, and low power of the AD620 make it well suited for medical applications, such as ECG and noninvasive blood pressure monitors.

The low input bias current of 1.0 mA can be made possible with the on-chip voltage processing in the input stage. The AD620 works well as a preamplifier due to its low input voltage noise of 9 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ at 1 kHz, 0.20 μ V p-p in the 0.1 Hz to 10 Hz band, and 0.2 μ V/Hz input current noise. Also, the AD620 is well suited for multiplexed applications with its settling time of 15 μ s to 0.1%, and its cost is low enough to enable designs with one 80-pin per channel.

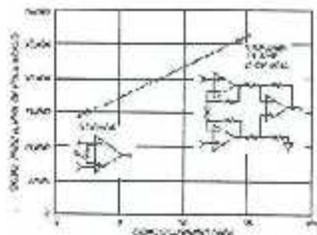


Figure 2. Power Up Ramp-Up Design in AD620

Table 1. Next Generation 1 μ A Grades for AD620

| Part | Comments |
|--------|---|
| AD6221 | Settle points at lower price |
| AD6222 | Dual channel or differential out |
| AD6226 | Low power, with input range |
| AD6228 | PSR lowest |
| AD6228 | 600 μ A input sensitivity |
| AD6235 | +1 μ A input bias current or differential out |
| AD6239 | More low noise |

Box B

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringement of patents or other rights of third parties that may arise from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or process rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

100 Technology Way, P.O. Box 9096, Norwood, MA 02062-9096, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 www.analog.com
Fax: 781.326.8700 2003-2011 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

AD620* PRODUCT PAGE QUICK LINKS

Last Content Update: 02/23/2017

COMPARABLE PARTS

View a parametric search of comparable parts.

EVALUATION KITS

- AD620, AD620x, AD620x Series In-Amp Evaluation Board

DOCUMENTATION

Application Notes

- AN-1491: Instrumentation Amplifier Common-Mode Range: The Old and the New
- AN-244: A User's Guide to I.C. Instrumentation Amplifiers
- AN-245: Instrumentation Amplifiers Solve Unusual Design Problems
- AN-263: Fundamentals of Scripted Data Systems
- AN-309: Ways to Optimize the Performance of a Difference Amplifier
- AN-471: Reducing RF Rectification Errors in In-Amp Circuits

Data Sheet

- AD620: Low-Cost, Low-Power Instrumentation Amplifier
- AD620: Military Data Sheet

Technical Books

- A Designer's Guide to Instrumentation Amplifiers, 3rd Edition, 2006

User Guides

- UG-261: Evaluation Boards for the AD620, AD620x and AD620x Series

TOOLS AND SIMULATIONS

- In-Amp Error Calculator
- AD620 SPICE Macro-Model

REFERENCE DESIGNS

- CN0146

REFERENCE MATERIALS

Technical Articles

- Auto-Zero Amplifiers
- High Performance AD620 Uses Instrumentation Amplifiers
- Input Filter Prevents Instrumentation-amp RF Rectification Errors
- Protecting Instrumentation Amplifiers
- The AD620 - Setting a New Industry Standard for Instrumentation Amplifiers

DESIGN RESOURCES

- AD620 Material Declaration
- PCB-PCN Information
- Quality And Reliability
- Symbols and Footprints

DISCUSSIONS

View all AD620 Engineer Zone Discussions.

SAMPLE AND BUY

Visit the product page to see pricing options.

TECHNICAL SUPPORT

Submit a technical question or find your regional support number.

DOCUMENT FEEDBACK

Submit feedback for this data sheet.

This page is dynamically generated by Analog Devices, Inc., and inserted into this web page. A dynamic change to the content on this page will not trigger a change to either the revision number or the content of the product data sheet. The dynamic page may be frequently modified.

SPECIFICATIONS

Typical @ 25°C, $V_{OS} = \pm 15 \mu\text{V}$, and $R_{CM} = 2 \text{ k}\Omega$, unless otherwise noted.

Table 2.

| Parameter | Conditions | AD620A | | | AD620B | | | AD620C ¹ | | | Unit |
|--|---|-----------------|------|-----------------|----------------|------|-----------------|---------------------|------|-----------------|--------------------------------------|
| | | Min | Typ | Max | Min | Typ | Max | Min | Typ | Max | |
| Gain | $G = 1 \pm 0.01\%$ (No Load) | | | | | | | | | | |
| Gain Range | | 1 | | 10,000 | 1 | | 10,000 | 1 | | 10,000 | |
| Gain Error ² | $V_{IN} = \pm 10 \text{ V}$ | | | | | | | | | | % |
| $G = 1$ | | | 0.01 | 0.10 | | 0.01 | 0.10 | | 0.01 | 0.10 | % |
| $G = 10$ | | | 0.15 | 0.30 | | 0.10 | 0.30 | | 0.10 | 0.30 | % |
| $G = 100$ | | | 0.40 | 0.70 | | 0.35 | 0.50 | | 0.40 | 0.70 | % |
| Nonlinearity | $V_{IN} = -10 \text{ V}$ to $+10 \text{ V}$ | | | | | | | | | | % |
| $G = 1-1000$ | $R_{CM} = 10 \text{ k}\Omega$ | | 10 | 40 | | 10 | 40 | | 10 | 40 | ppm |
| $G = 1-100$ | $R_{CM} = 2 \text{ k}\Omega$ | | 10 | 36 | | 10 | 35 | | 10 | 35 | ppm |
| Gain vs. Temperature | $G = 1$ | | | 15 | | | 10 | | | 10 | ppm/°C |
| | $G = 1000$ | | | -50 | | | -10 | | | -10 | ppm/°C |
| Max. Input Offset | (Total Offset) $V_{IN} = 0 \text{ V}$ (No Load) | | | | | | | | | | μV |
| Input Offset, V_{IN} | $V_{IN} = 0 \text{ V}$ $V_{CM} = 0 \text{ V}$ | | 16 | 100 | | 11 | 50 | | 29 | 125 | μV |
| Overtemperature | $V_{IN} = 0 \text{ V}$ $V_{CM} = 0 \text{ V}$ | | | 100 | | | 45 | | | 225 | μV |
| Average TC | $V_{IN} = 0 \text{ V}$ $V_{CM} = 0 \text{ V}$ | | 0.3 | 1.0 | | 0.1 | 0.5 | | 0.3 | 1.0 | ppm/°C |
| Output Offset, V_{OUT} | $V_{IN} = 0 \text{ V}$ | | 400 | 1000 | | 160 | 300 | | 600 | 1000 | μV |
| Overtemperature | $V_{IN} = 0 \text{ V}$ | | | 1500 | | | 250 | | | 1500 | μV |
| Average TC | $V_{IN} = 0 \text{ V}$ | | | 3000 | | | 1000 | | | 2000 | μV |
| Offset Referred to the Input vs. Supply (25°C) | $V_{IN} = 0 \text{ V}$ $V_{CM} = 0 \text{ V}$ | | | | | | | | | | μV |
| $G = 1$ | | 80 | 100 | | 80 | 100 | | 80 | 100 | | μV |
| $G = 10$ | | 65 | 100 | | 100 | 1.0 | | 95 | 120 | | μV |
| $G = 100$ | | 110 | 140 | | 120 | 1.4 | | 110 | 140 | | μV |
| $G = 1000$ | | 150 | 190 | | 120 | 1.9 | | 110 | 140 | | μV |
| INPUT CURRENT | | | | | | | | | | | μA |
| Input Bias Current | | | 0.5 | 0.9 | | 0.5 | 1.0 | | 0.5 | 2 | μA |
| Overtemperature | | | | 0.1 | | | 1.5 | | | 2 | μA |
| Average TC | | | 0.6 | | | 0.9 | | | 0.7 | 1.0 | $\mu\text{A}/\text{V}$ |
| Output Offset Current | | | 0.3 | 1.0 | | 0.3 | 0.5 | | 0.3 | 1.0 | μA |
| Overtemperature | | | | 1.2 | | | 0.70 | | | 2.0 | μA |
| Average TC | | | 1.0 | | | 1.5 | | | 0.8 | 1.0 | $\mu\text{A}/\text{V}$ |
| INPUT IMPEDANCE | | | | | | | | | | | $\text{k}\Omega$ or $\text{M}\Omega$ |
| Differential | | | 1000 | | | 1000 | | | 1000 | | $\text{k}\Omega$ or $\text{M}\Omega$ |
| Common-Mode | | | 1000 | | | 1000 | | | 1000 | | $\text{k}\Omega$ or $\text{M}\Omega$ |
| Input Voltage Range ³ | $V_{IN} = \pm 2.2 \text{ V}$ to $\pm 10 \text{ V}$ | $-V_{IN} = 10$ | | $+V_{IN} = 1.2$ | $-V_{IN} = 10$ | | $+V_{IN} = 1.2$ | $-V_{IN} = 10$ | | $+V_{IN} = 1.2$ | V |
| Overtemperature | $V_{IN} = \pm 2.2 \text{ V}$ to $\pm 10 \text{ V}$ | $-V_{IN} = 2.1$ | | $+V_{IN} = 1.3$ | $-V_{IN} = 10$ | | $+V_{IN} = 1.3$ | $-V_{IN} = 10$ | | $+V_{IN} = 1.3$ | V |
| Average TC | $V_{IN} = \pm 2.2 \text{ V}$ to $\pm 10 \text{ V}$ | $-V_{IN} = 1.9$ | | $+V_{IN} = 1.8$ | $-V_{IN} = 10$ | | $+V_{IN} = 1.8$ | $-V_{IN} = 10$ | | $+V_{IN} = 1.8$ | V |
| Overtemperature | $V_{IN} = \pm 2.2 \text{ V}$ to $\pm 10 \text{ V}$ | $-V_{IN} = 2.1$ | | $+V_{IN} = 2.1$ | $-V_{IN} = 10$ | | $+V_{IN} = 2.1$ | $-V_{IN} = 10$ | | $+V_{IN} = 2.1$ | V |

AD620

| Parameter | Conditions | AD620A | | | AD620B | | | AD620S ¹ | | | Unit |
|--|---|---|----------------|--------------|----------------|----------------|----------------|---------------------|----------------|--------------|---------------|
| | | Min | Typ | Max | Min | Typ | Max | Min | Typ | Max | |
| Common-Mode Rejection | | | | | | | | | | | |
| Zero DC to 50 Hz with 1 k Ω source impedance | $V_{CM} = 5V$ to $\pm 10V$ | | | | | | | | | | |
| G = 1 | | 73 | 90 | | 80 | 90 | | 73 | 90 | | dB |
| G = 10 | | 80 | 110 | | 100 | 110 | | 80 | 110 | | dB |
| G = 100 | | 110 | 120 | | 120 | 130 | | 110 | 120 | | dB |
| G = 1000 | | 110 | 120 | | 120 | 130 | | 110 | 120 | | dB |
| Offset | | | | | | | | | | | |
| Output Swing | $R_L = 10 k\Omega$ $V_{CM} = \pm 2.5V$ to $\pm 10V$ | $-V_S + 1.5$ to $+1.5$ | $+V_S - 1.5$ | | $-V_S + 1.5$ | $+V_S - 1.5$ | | $-V_S + 1.5$ | $+V_S - 1.5$ | | V |
| Overtemperature | $V_{CM} = \pm 5V$ to $\pm 10V$ | $-V_S + 1.5$ | $+V_S - 1.5$ | | $-V_S + 1.5$ | $+V_S - 1.5$ | | $-V_S + 1.5$ | $+V_S - 1.5$ | | V |
| Overtemperature Non-Circuit Current | | | ± 15 | | | ± 12 | | | ± 15 | | mA |
| Dynamic Response | | | | | | | | | | | |
| Small Signal - 3 dB Bandwidth | | | 1000 | | 1000 | | 1000 | | 1000 | | Hz |
| G = 1 | | | | | | | | | | | |
| G = 10 | | | 200 | | 200 | | 200 | | 200 | | Hz |
| G = 100 | | | 120 | | 120 | | 120 | | 120 | | Hz |
| G = 1000 | | | 12 | | 12 | | 12 | | 12 | | Hz |
| Slew Rate | | 0.15 | 1.2 | | 0.25 | 1.2 | | 0.25 | 1.2 | | V/ μ s |
| Settling Time to 0.01% | 10V Steps | | 15 | | 15 | | 15 | | 15 | | μ s |
| G = 1-100 | | | 150 | | 150 | | 150 | | 150 | | μ s |
| G = 1000 | | | 150 | | 150 | | 150 | | 150 | | μ s |
| Noise | | | | | | | | | | | |
| Voltage Noise 1 kHz | | Total output noise = $\sqrt{e_{os}^2 + e_{oc}^2} \times 10^6$ | | | | | | | | | |
| Input Voltage Noise, e_{os} | | | 5 | 15 | | 5 | 15 | | 5 | 15 | nV/rt Hz |
| Output Voltage Noise, e_{oc} | | | 70 | 100 | | 70 | 100 | | 70 | 100 | nV/rt Hz |
| RTI, 0.1 Hz to 10 Hz | | | | | | | | | | | |
| G = 1 | | | 1.0 | | 1.0 | 5.0 | | 1.0 | 5.0 | | μ V p-p |
| G = 10 | | | 0.25 | | 0.25 | 0.8 | | 0.25 | 0.8 | | μ V p-p |
| G = 100-1000 ² | | | 0.25 | | 0.20 | 0.4 | | 0.25 | 0.4 | | μ V p-p |
| Overtemp Noise | $T = 150^\circ C$ | | 140 | | 140 | | 140 | | 100 | | μ V/rt Hz |
| ALI, 10 to 15 Hz | | | 10 | | 15 | | 15 | | 10 | | μ V p-p |
| Accuracy Input | | | | | | | | | | | |
| I_{in} | | | 20 | | 20 | | 20 | | 20 | | nA |
| I_{ex} | $V_{CM} = 0$ | | 50 | 50 | | 50 | 50 | | 50 | 50 | nA |
| Voltage Error | | | $-V_S \pm 1.6$ | $+V_S - 1.6$ | | $-V_S \pm 1.6$ | $+V_S - 1.6$ | | $-V_S \pm 1.6$ | $+V_S - 1.6$ | V |
| Gain to Output | | | 1 ± 0.0001 | | 1 ± 0.0001 | | 1 ± 0.0001 | | 1 ± 0.0001 | | |
| POWER SUPPLY | | | | | | | | | | | |
| Operating Range ³ | | ± 2.3 | | ± 4.5 | | ± 2.3 | | ± 4.5 | | ± 4.5 | V |
| Quiescent Current | $V_{CM} = \pm 2.5V$ to $\pm 10V$ | | 10 | 12 | | 10 | 12 | | 10 | 12 | mA |
| Overtemperature | | | 1.0 | 1.5 | | 1.0 | 1.5 | | 1.0 | 1.5 | mA |
| TEMPERATURE RANGE | | | | | | | | | | | |
| For Specified Performance | | | -40 to $+25$ | | -40 to $+25$ | | -40 to $+25$ | | -40 to $+25$ | | $^\circ C$ |

¹ See Analog Devices military data sheet for AD620 based specifications.

² Does not include noise of external resistors in

feedback network, G = 1.

³ This is based on the maximum supply voltage that is used to specify test

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Table 2.

| Parameter | Rating |
|---|-----------------|
| Supply Voltage | ±10 V |
| Internal Power Dissipation ¹ | 650 mW |
| Input Voltage (Differential-Mode) | ±10 V |
| Differential Input Voltage | 25 V |
| Output Short-Circuit Duration | to substrate |
| Storage Temperature Range (C) | -55°C to +150°C |
| Storage Temperature Range (N, R) | -55°C to +125°C |
| Operating Temperature Range | |
| AD620 (A, B) | -40°C to +65°C |
| AD620 (S) | -55°C to +125°C |
| Lead Temperature (Soldering IR reflow) ² | 300°C |

¹ Power dissipation in the device is due to:
 a) Load current (Package A, B) = 20 mA
 b) Load (Package C) = 10 mA
 c) Load (Package A, B, C) = 10 mA

Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only; functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational section of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

ESD CAUTION



ESD (electrostatic discharge) sensitive device. Charged devices and circuit boards can discharge without detection. Always ESD protect sensitive parts and prevent installation damage. Damage may occur on devices subjected to high voltage ESD. Therefore, proper ESD precautions should be taken to avoid performance degradation or loss of functionality.

TL08xx JFET-Input Operational Amplifiers

1 Features

- Low Power Consumption: 1.4 mA/Ch Typical
- Wide Common-Mode and Differential Voltage Ranges
- Low Input Bias Current: 30 pA Typical
- Low Input Offset Current: 5 pA Typical
- Output Short-Circuit Protection
- Low Total Harmonic Distortion: 0.003% Typical
- High Input Impedance: JFET Input Stage
- Latch-Up-Free Operation
- High Slew Rate: 13 V/μs Typical
- Common-Mode Input Voltage Range Includes V_{CC}

2 Applications

- Tablets
- White goods
- Personal electronics
- Computers

3 Description

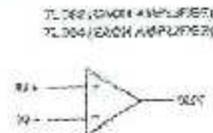
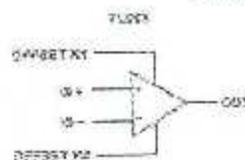
The TL08xx JFET-input operational amplifier family is designed to offer a wider selection than any previously developed operational amplifier family. Each of these JFET-input operational amplifiers incorporates well-matched, high-voltage JFET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit. The devices feature high slew rates, low input bias and offset currents, and low offset-voltage temperature coefficient.

Device Information⁽¹⁾

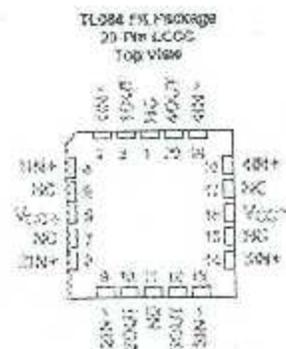
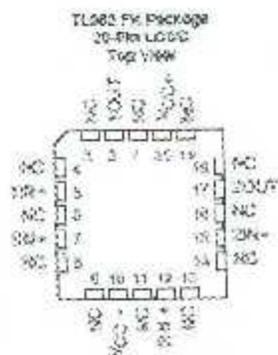
| PART NUMBER | PACKAGE | PACKAGE SIZE (MM) |
|-------------|------------|--------------------|
| TL084AD | SOIC (14) | 8.65 mm × 3.01 mm |
| TL084AK | SOIC (20) | 5.20 mm × 5.69 mm |
| TL084D | QFP (14) | 10.52 mm × 6.52 mm |
| TL084N | PDIP (14) | 15.0 mm × 6.35 mm |
| TL084NS | SO (14) | 10.3 mm × 2.0 mm |
| TL084PS | TSSOP (14) | 5.0 mm × 4.4 mm |

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the data sheet.

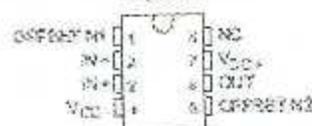
Schematic Symbol



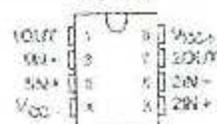
5 Pin Configuration and Functions



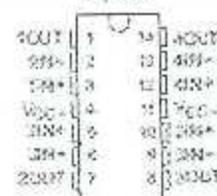
TL081 and TL081A O, P, and P3 Package
8-Pin SOIC, PDIP, and SO
Top View



TL082 and TL082A O, J, P, P3 and P3 Package
8-Pin SOIC, CDIP, PDIP, SO, and TSOP
Top View



TL084 and TL084A O, J, K, M, M3 and P3 Package
14-Pin SOIC, CDIP, PDIP, SO, and TSOP
Top View



Pin Functions

| NAME | PIN | | | | | SO | DESCRIPTION |
|-------|----------------------------|---|--------------|--|--------------|----|----------------|
| | TL081 SOIC, PDIP, SO | TL082 SOIC, CDIP, PDIP, SO, TSOP | TL082 LCC | TL084 SOIC, CDIP, PDIP, SO, TSOP | TL084 LCC | | |
| 10IN- | — | 3 | 6 | 2 | 5 | 1 | Negative Input |
| 10IN+ | — | 3 | 7 | 3 | 4 | 2 | Positive Input |
| 10OUT | — | 1 | 2 | 1 | 2 | 0 | Output |
| 20IN- | — | 5 | 15 | 6 | 9 | 1 | Negative Input |
| 20IN+ | — | 5 | 12 | 5 | 8 | 2 | Positive Input |
| 20OUT | — | 7 | 17 | 7 | 10 | 0 | Output |
| 30IN- | — | — | — | 4 | 15 | 1 | Negative Input |
| 30IN+ | — | — | — | 12 | 14 | 2 | Positive Input |
| 30OUT | — | — | — | 8 | 12 | 0 | Output |
| 40IN- | — | — | — | 13 | 19 | 1 | Negative Input |
| 40IN+ | — | — | — | 12 | 18 | 2 | Positive Input |
| 40OUT | — | — | — | 4 | 20 | 0 | Output |

5.4 Thermal Information

| THERMAL METRIC ¹ | TL08x | | | | | | | | | UNIT | |
|---|----------|----------|----------|----------|---------------|---------------|---------|----------|-----------|------|----------|
| | DIP20SO1 | | N-PDIP8 | | MS (SO) | | P-PDIP8 | | PW (TSOP) | | |
| | 25°C | 16 PDIP8 | 16 PDIP8 | 14-PDIP8 | PM (DIP8) 15W | PM (DIP8) 20W | 25°C | 16 PDIP8 | 25°C | | 16 PDIP8 |
| $R_{\theta JA}$ Junction-to-ambient thermal resistance ^{2,3} | 97 | 86 | 76 | 85 | 85 | 85 | 85 | 149 | 113 | 107W | |

- For more information about traditional and new thermal metrics, see the Semiconductor and Package Thermal Metric application report, SPRAG63.
- Maximum power dissipation is a function of $T_{j(max)}$, $R_{\theta JA}$, and T_A . The maximum allowable power dissipation at any allowable ambient temperature is $P_D = (T_{j(max)} - T_A) / R_{\theta JA}$. Operating at the absolute maximum T_A of 150°C can affect reliability.
- The package thermal impedance is calculated in accordance with JEDEC 51-7.

6.5 Electrical Characteristics for TL08x¹C, TL08x¹zC, and TL08x¹

$V_{CC} = 1.5\text{ V}$ (unless otherwise noted)

| PARAMETER | TEST CONDITIONS | T_A | TL081C, TL082C, TL084C | | TL081A, TL082A, TL084A | | TL081B, TL082B, TL084B | | TL081, TL082, TL084 | | UNIT | | |
|--|---|------------|------------------------|------------|------------------------|------------|------------------------|------------|---------------------|------------|-------|-----|-----|
| | | | 600 | 750 | 600 | 750 | 600 | 750 | 600 | 750 | | 600 | 750 |
| V_O Input offset voltage | $V_{I1} = 0$, $R_{I1} = 50\ \Omega$ | 25°C | 2 | 15 | 3 | 6 | 2 | 3 | 3 | 4 | mV | | |
| R_{10} Temperature coefficient of input offset voltage | $V_{I1} = 0$, $R_{I1} = 50\ \Omega$ | Full range | 18 | | 15 | | 15 | | 15 | | mV/°C | | |
| I_{O1} Input offset current ⁽¹⁾ | $V_{I1} = 0$ | 25°C | 4 | 10 | 8 | 16 | 5 | 10 | 8 | 10 | nA | | |
| I_{O2} Input bias current ⁽¹⁾ | $V_{I1} = 0$ | Full range | 2 | | 2 | | 2 | | 2 | | nA | | |
| I_{O3} Input bias current ⁽¹⁾ | $V_{I1} = 0$ | 25°C | 10 | 100 | 30 | 200 | 10 | 200 | 10 | 200 | nA | | |
| I_{O4} Input bias current ⁽¹⁾ | $V_{I1} = 0$ | Full range | 10 | | 7 | | 7 | | 25 | | nA | | |
| V_{OS} Common-mode input voltage range | | 25°C | ± 11 | ± 9 | ± 11 | ± 9 | ± 11 | ± 9 | ± 11 | ± 9 | V | | |
| V_{OH} Maximum peak output voltage swing | $V_{I1} = 10\ \text{mV}$, $R_{I1} = 10\ \text{k}\Omega$ | 25°C | ± 12 | ± 10.5 | ± 12 | ± 10.5 | ± 12 | ± 10.5 | ± 12 | ± 10.5 | V | | |
| A_{OL} Large-signal differential voltage amplification | $V_{I1} = \pm 0.5\ \text{V}$, $R_{I1} = 2\ \text{k}\Omega$ | 25°C | 25 | 250 | 30 | 250 | 18 | 200 | 25 | 200 | dB | | |
| f_c Unity-gain bandwidth | | 25°C | 3 | | 3 | | 3 | | 3 | | MHz | | |
| f_t Gain bandwidth | | 25°C | 10^6 | | 10^6 | | 10^6 | | 10^6 | | Hz | | |
| I_{OSPP} Common-mode input current ⁽¹⁾ | $V_{I1} = 150\ \mu\text{V}$, $V_{I2} = 0$, $R_{I1} = 50\ \Omega$ | 25°C | 70 | 85 | 75 | 85 | 75 | 85 | 75 | 85 | nA | | |
| I_{OASP} Input current with common-mode input ⁽¹⁾ | $V_{I1} = \pm 0.5\ \text{V}$, $V_{I2} = 0$, $R_{I1} = 50\ \Omega$ | 25°C | 70 | 85 | 80 | 85 | 90 | 85 | 80 | 85 | nA | | |

- All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode voltage, unless otherwise specified. Full range for T_A is 0°C to 70°C for TL081C, TL082C, TL084C, TL081B, TL082B, TL084B, and -40°C to 85°C for TL081.
- Input bias currents of an FET input operational amplifier are almost constant, unlike currents, which are temperature sensitive, as shown in Figure 43. Design techniques must be used that maintain the junction temperature as close to the desired temperature as possible.

Electrical Characteristics for TL08xC, TL08xxC, and TL08xJ (continued)

$V_{CC} = \pm 15\text{ V}$ (unless otherwise noted)

| PARAMETER | TEST CONDITIONS | UNIT | TL0810, TL0820, TL0840 | | TL0810A, TL0820A, TL0840A | | TL0810B, TL0820B, TL0840B | | TL0810M, TL0820M, TL0840M | | TYP |
|-----------------|---------------------------------|------------------------------------|------------------------|-----|---------------------------|-----|---------------------------|-----|---------------------------|-----|-----|
| | | | MIN | TYP | MAX | MIN | TYP | MAX | MIN | TYP | |
| I_{CC} | Supply current (each amplifier) | $V_{IC} = 0$, $f = 100\text{ Hz}$ | 2.1 | 2.3 | 1.8 | 2.2 | 1.4 | 2.0 | 1.8 | 2.3 | mA |
| V_{OS}/V_{DD} | Offset attenuation | $A_{OL} = 100$ | 120 | | 120 | | 120 | | 120 | | dB |

6.6 Electrical Characteristics for TL08xM and TL084x

$V_{CC} = \pm 15\text{ V}$ (unless otherwise noted)

| PARAMETER | TEST CONDITIONS ⁽¹⁾ | UNIT | TL0810M, TL0820M | | | TL0840M, TL0840M | | | TYP | |
|-----------------|--|---|------------------|-----|-----|------------------|-------|-----|-----------------|------------------------------|
| | | | MIN | TYP | MAX | MIN | TYP | MAX | | |
| V_{IO} | Input offset voltage | $V_{IC} = 0$, $R_{IC} = 50\ \Omega$ | 25°C | | | 3 | 5 | 3 | 5 | mV |
| | | | Full range | | | 3 | | | 15 | |
| V_{IO}/V_{DD} | Temperature coefficient of input offset voltage | $V_{IC} = 0$, $R_{IC} = 50\ \Omega$ | Full range | | | -8 | | | 18 | $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ |
| I_{IO} | Input offset current ⁽²⁾ | $V_{IC} = 0$ | 25°C | | | 5 | 100 | 5 | 100 | nA |
| | | | 125°C | | | 20 | | | 25 | |
| I_{IO} | Input bias current ⁽²⁾ | $V_{IC} = 0$ | 25°C | | | 10 | 200 | 20 | 200 | nA |
| | | | 125°C | | | 50 | | | 20 | |
| V_{ICM} | Common-mode input voltage range | | 25°C | | | +11 | -12 | +11 | -12 | V |
| | | | | | | 10 | 15 | 10 | 15 | |
| V_{OM} | Maximum peak output voltage swing | $R_L = 10\ \text{k}\Omega$ $R_S \leq 10\ \text{k}\Omega$ $R_L \leq 1\ \text{k}\Omega$ | 25°C | | | +12 | +13.5 | +12 | +13.5 | V |
| | | | Full range | | | +12 | | | +13 | |
| A_{OL} | Large-signal differential voltage gain | $V_{IC} = \pm 15\text{ V}$, $R_{IC} \leq 1\ \text{k}\Omega$ | 25°C | | | 25 | 200 | 24 | 200 | V/V |
| | | | Full range | | | 15 | | | 15 | |
| β_{OL} | Unloaded bandwidth | | 25°C | | | 3 | | | 3 | MHz |
| τ_{OL} | Load resistance | | 25°C | | | 10 ⁹ | | | 10 ⁹ | Ω |
| CMRR | Common-mode rejection ratio | $V_{IC} = V_{CM}/2$, $V_{IC} = 0$, $R_{IC} = 50\ \Omega$ | 25°C | | | 80 | 90 | 80 | 90 | dB |
| f_{CMR} | Common-mode rejection ratio (at f_{CMR}/f_{CL}) | $V_{IC} = \pm 15\text{ V}$ or $\pm 10\text{ V}$, $V_{IC} = 0$, $R_{IC} = 50\ \Omega$ | 25°C | | | 80 | 90 | 80 | 90 | dB |
| I_{CC} | Supply current (each amplifier) | $V_{IC} = 0$, No load | 25°C | | | 1.4 | 2.2 | 1.4 | 2.2 | mA |
| V_{OS}/V_{DD} | Offset attenuation | $A_{OL} = 100$ | 25°C | | | 120 | | | 120 | dB |

- (1) All characteristics are measured under open-loop conditions, with peak-to-peak-mode input voltage, unless otherwise specified.
- (2) Input bias currents of a FET-input operational amplifier are nominal junction reverse currents, which are temperature sensitive, as shown in Figure 13. Pulse techniques must be used that minimize the junction temperatures as close as the ambient temperature as possible.

6.7 Operating Characteristics

$V_{CC} = \pm 15\text{ V}$, $f_{CL} = 10^3\text{ Hz}$ (unless otherwise noted)

| PARAMETER | TEST CONDITIONS | MIN | TYP | MAX | UNIT | |
|-----------|-------------------------|--|-------------------|-----|------|-----|
| D.R. | Distortion (unity gain) | $V_{IC} = 10\text{ V}$, $R_{IC} = 2\ \text{k}\Omega$, $C_L = 100\ \mu\text{F}$, See Figure 18 | 50 ⁽¹⁾ | 13 | | dBc |
| | | $V_{IC} = 10\text{ V}$, $R_{IC} = 2\ \text{k}\Omega$, $C_L = 100\ \mu\text{F}$, $f_{CL} = 10^3\text{ Hz}$ to 10^5 Hz , See Figure 18 | 50 ⁽¹⁾ | | | |

- (1) On products compliant to MIL-PRF-38535, this parameter is not performance tested.

Operating Characteristics (continued)

$V_{DD} = \pm 15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise noted)

| PARAMETER | TEST CONDITIONS | MIN | TYP | MAX | UNIT |
|-----------|--------------------------------|--|---|-----|------------------------------|
| t_r | Rise time | $R_L = 20\ \Omega$, $R_s = 2\ \text{k}\Omega$, $C_L = 100\ \text{pF}$, 50% PULSE | 0.05 | | μs |
| | overshoot factor | | 20% | | |
| V_n | Equivalent input noise voltage | $R_s = 20\ \Omega$ | $f = 1\ \text{kHz}$ | 15 | $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ |
| | | | $f = 10\ \text{Hz}$ to $10\ \text{kHz}$ | 4 | μV |
| i_n | Equivalent input noise current | $R_s = 20\ \Omega$ | 0.01 | | $\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ |
| TMD | Total harmonic distortion | $V_{\text{IN}} = 6\ \text{V}$, $A_{\text{CL}} = 1$, $R_L = 1\ \text{k}\Omega$, $R_s = 2\ \text{k}\Omega$, $f = 1\ \text{kHz}$ | 0.002% | | |

6.8 Dissipation Rating Table

| PACKAGE | $T_A = 25^\circ\text{C}$ POWER RATING | JEDEC 51-15 θ _{JA} (W/°C) | DERATE ABOVE T_J | $T_A = 75^\circ\text{C}$ POWER RATING | $T_A = 95^\circ\text{C}$ POWER RATING | $T_A = 125^\circ\text{C}$ POWER RATING |
|-------------|--|---------------------------------------|-----------------------|--|--|---|
| D (14 pins) | 550 mW | 7.5 (W/°C) | 50°C | 550 mW | 450 mW | 135 mW |
| Pin | 530 mW | 11.0 (W/°C) | 85°C | 380 mW | 550 mW | 275 mW |
| J | 595 mW | 11.5 (W/°C) | 85°C | 500 mW | 550 mW | 275 mW |
| JS | 550 mW | 34 (W/°C) | 95°C | 372 mW | 515 mW | 210 mW |

Design of ECG with wireless electrodes

De la Cruz Cortez Victor, Flores Garcia Francisco and Cepeda Rubio Mario Francisco J.

Abstract—Acquiring an ECG signal is performed by contact electrodes that stick to the surface of the skin and two cables; This implies the risk of rip currents and limiting length thereof. An electrocardiograph was designed with wireless electrodes based on commercial communication protocols such as RF, Bluetooth, Nobe, ZigBee. Display and storage will be performed with the aid of a graphical interface designed in LabView or Raspberry. Raspberry Pi microcontroller will be use for use circuit implementation. Preliminary prototypes of electrodes were designed implementing transmission circuit on themselves, with commercial protocol using transmission modules (XBee, Bluetooth), for further acquisition, analysis and processing by the graphical interface.

Index Terms—ECG, PIC, Wireless electrodes.

I. INTRODUCTION

Almost 35,000 deaths per year are registered in Mexico due to heart attacks according to the "Secretaría de Salud y Accidents (SSA)" (2011), which represents almost 33% of total deaths in Mexico [1]. The design of electronic monitoring equipment such as electrocardiographs has evolved toward smaller, portable and wireless protocols and adaptable to modern technologies such as cellular telephone equipment communication equipment. The traditional way of measuring involves placing surface electrodes at strategic points (wrists, ankles and under the ribs) for measurement of heart action potentials [2]. This technique is simple, it is not invasive and is robust in terms of the presentation of results. However conventional electrodes have a single connector, and although the most specialized and have two cables (signal and reference), refer necessary potential of each point to the neutral point potential of the human body, which is necessary to waves from each electrode and even subtle [3, 4].

Some designs have implemented prototypes of electrocardiographs (ECG) with wireless transmission, but such transmission is potential collector circuit to the electronic card receiving wireless protocol that communicates with the PC [5] or to the cell phone. Thus, inevitably they require wires from each electrode to the transmitter circuit disconnect hardware, and the specific functionality to accommodate the wiring.

Using modern technologies of wireless sensor networks, variables can be measured wirelessly using commercial sensors, which are already characterized and using two terminals. However, in the clinical setting is required to measure physiological aspects with simple sensors that generate a potential difference reacting to the individual's blood pressure.

And the biggest problem is to measure these potential and give them a reference with respect to another point where the effect itself is generated without using two cables (one for each electrode).

The measurement of potential physiology using contact electrodes remains the simplest and noninvasively monitor the behavior of muscles, glands and even complex organs such as the brain [6], but even the most modern designs still have the principle of placing a electrode measuring point (usually an arm, leg) and measure the action potential again, but always with respect to another point where it should be placed another electrode.

II. MATERIALS AND METHODS

An electrocardiograph was designed with leads III, II, D1 and an electronic circuit was implemented to work with an electrode independent of the electrocardiograph, processing the signal through two inverting amplifiers, one with gain with an asymptotic value of 1, doing the summation that this would be required to be transmitted through a commercial XBEE module, which will transmit the signal to another receiver XBEE module that will be connected to the electrocardiograph and another amplifier with a summation of about 10 to recover the same biosignal. It is intended to manufacture the electrocardiograph as a Raspberry Pi microcontroller with a 7-inch touch screen and a graphical interface to be used as a monitor of the biosignal.

Each electrode will be connected to a MSP430F5538 microcontroller to digitize the signal and then connect it through the XBEE module. In the receiving circuit, another MSP430F5538 microcontroller will be used to process the transmitted information to condition the appropriate signal on the electrocardiograph. Figure 1 shows the circuit proposed for the simulation of the processing of the biosignal of an electrode, through various stages of amplification and recovery of said signal, to be conditioned to the electrocardiograph without altering its characteristic and properties.

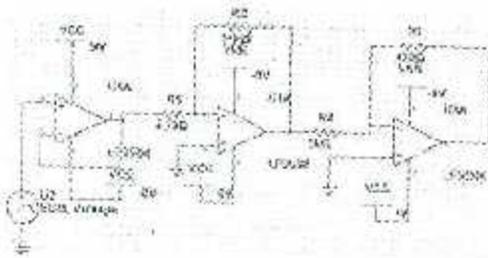


Fig. 1. Circuit designed to operate an electrode using operational amplifiers and associated components [1].

III. DEVELOPMENT

The system is divided into seven stages that are described below:

1. Acquisition of biosignal.

Commercial surface electrodes are used for the acquisition of biosignal, by which they are attached to the organism in order to obtain the electrocardiographic leads D1, D2, D3.

2. Biosignal conditioning.

It is carried out by means of a patient protection circuit followed by a follower amplifier circuit for coupling impedances.

3. Biosignal processing.

The biosignal is amplified and digitized by a microcontroller for use in the Xbee transmitter.

4. Biosignal transmission.

The processed information is transmitted through the Xbee module.

5. Reception of biosignal.

The receiver module is synchronized with the transmitter and the data is transferred for decoding in the next step.

6. Biosignal decoding.

Data are decoded for use as the electrocardiograph.

7. Registration of the biosignal.

The biosignal is registered for viewing on a monitor and can be diagnosed by a specialist in the subject.

IV. RESULTS

With the results obtained, the problem of wiring an electrode could be solved, since in the derivations D1, D2, D3, are monopolar or unipolar derivations, which makes it almost impossible to process the biosignal in an electrode, because it has its reference and always has to be referred to that assembly.

An electrocardiograph with the derivations D1, D2, D3 was designed to be able to implement an independent electrode and so obtain these results.

The electrocardiograph that was designed has the following stages:

1. A patient protection circuit.

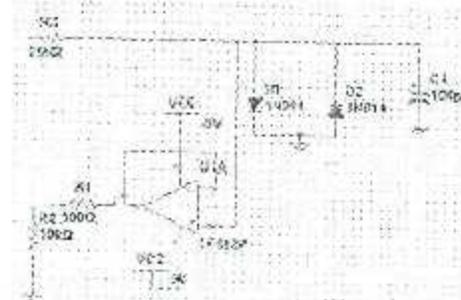


Fig. 2. Circuit designed for the protection of connected patient in electrode [1].

2. An impedance coupling circuit.

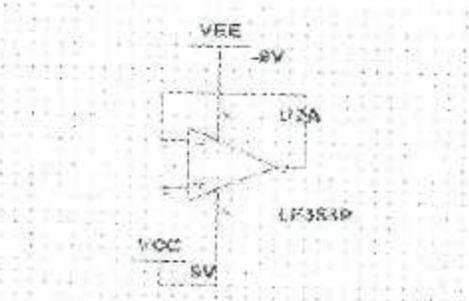


Fig. 3. Circuit designed for the coupling of impedances.

3. A preamplifier circuit with gain of 7.

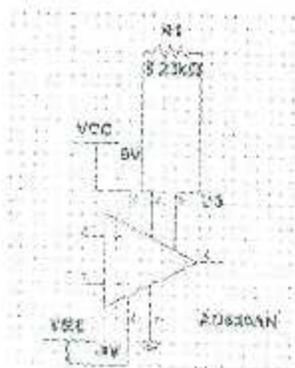


Fig. 4. Circuit designed to pre-amplify the signal with gain of 7.

4. An amplifier circuit with gain of 107.

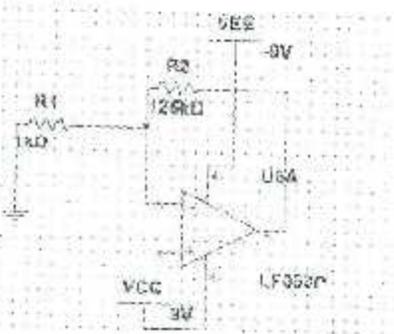


Fig. 5. Circuit designed to amplify the signal with gain of 107.

5. A high pass filter with a cutoff frequency of 1Hz.

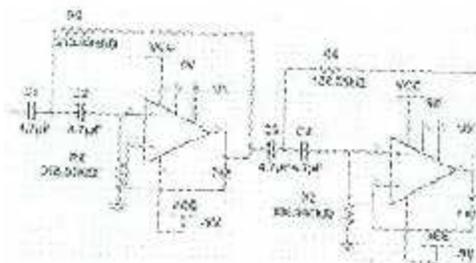


Fig. 6. Circuit designed to simulate frequency of 100 Hz.

6. A low pass filter with a cutoff frequency of 200 Hz.

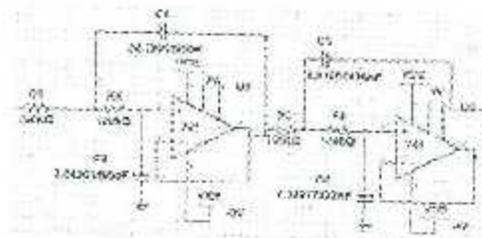


Fig. 7. Circuit designed to simulate frequency above 200 Hz.

7. A notch filter with a cutoff frequency of 50 Hz.

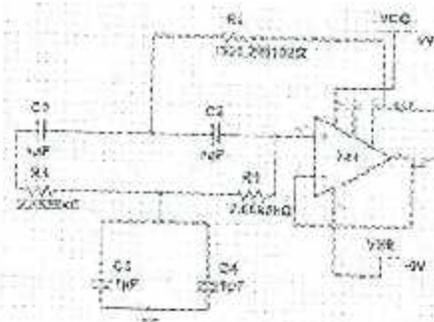


Fig. 8. Circuit designed to simulate the frequency of 50 Hz.

8. A notch filter with a cutoff frequency of 150 Hz.

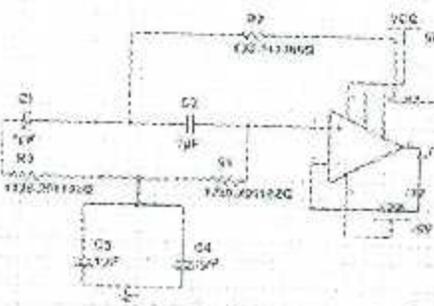


Fig. 9. Circuit designed to simulate the frequency of 150 Hz.