

UACM

Universidad Autónoma
de la Ciudad de México

Nada humano me es ajeno

COLEGIO DE CIENCIA Y TECNOLOGÍA

LICENCIATURA EN INGENIERÍA EN SISTEMAS ELECTRÓNICOS INDUSTRIALES

“Diseño de un sistema móvil de bajo costo de registro de señales bioeléctricas”

TRABAJO RECEPTACIONAL
PARA OBTENER EL TÍTULO DE LICENCIATURA EN
INGENIERÍA EN SISTEMAS ELECTRÓNICOS INDUSTRIALES

PRESENTA:

Miguel De La Cruz Sánchez

Director del trabajo recepcional

Dr. Marcos Ángel González Olvera

México, D.F. Febrero 2014

SISTEMA BIBLIOTECARIO DE INFORMACIÓN Y DOCUMENTACIÓN



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE LA CIUDAD DE MÉXICO COORDINACIÓN ACADÉMICA

RESTRICCIONES DE USO PARA LAS TESIS DIGITALES

DERECHOS RESERVADOS ©

La presente obra y cada uno de sus elementos está protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor; por la Ley de la Universidad Autónoma de la Ciudad de México, así como lo dispuesto por el Estatuto General Orgánico de la Universidad Autónoma de la Ciudad de México; del mismo modo por lo establecido en el Acuerdo por el cual se aprueba la Norma mediante la que se Modifican, Adicionan y Derogan Diversas Disposiciones del Estatuto Orgánico de la Universidad de la Ciudad de México, aprobado por el Consejo de Gobierno el 29 de enero de 2002, con el objeto de definir las atribuciones de las diferentes unidades que forman la estructura de la Universidad Autónoma de la Ciudad de México como organismo público autónomo y lo establecido en el Reglamento de Titulación de la Universidad Autónoma de la Ciudad de México.

Por lo que el uso de su contenido, así como cada una de las partes que lo integran y que están bajo la tutela de la Ley Federal de Derecho de Autor, obliga a quien haga uso de la presente obra a considerar que solo lo realizará si es para fines educativos, académicos, de investigación o informativos y se compromete a citar esta fuente, así como a su autor ó autores. Por lo tanto, queda prohibida su reproducción total o parcial y cualquier uso diferente a los ya mencionados, los cuales serán reclamados por el titular de los derechos y sancionados conforme a la legislación aplicable.



AGRADECIMIENTOS

A mis padres y hermanos.

Con todo mi cariño y admiración para ustedes, que hicieron y me dieron lo que tuvieron a su alcance para que yo pudiera lograr mi sueño que ahora se ve realizado; por motivarme y darme la mano en todo momento, a ustedes por siempre mi agradecimiento.

A mi esposa e hija

Por su paciencia y comprensión, gracias por sacrificar su tiempo para que yo pudiera cumplir mi sueño; por ser la inspiración de cada día para dar lo mejor de mí y hacer mejor las cosas. Ahora puedo decir que este trabajo recepcional de tesis lleva mucho de ustedes, gracias por estar siempre a mi lado,

A mi asesor: Marcos Ángel González Olvera

Porque en este andar de mi vida académica en esta universidad, se fijó en mí para llevar a cabo este trabajo recepcional. Gracias porque con sus lecciones, sugerencia, seguimiento y tiempo dedicado, ha logrado formarme como una persona preparada y sobre todo por ser una persona que me causa inspiración para seguir adelante.

Al Instituto de Ciencia y Tecnología del Distrito Federal (ICyTDF), al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACyT) y a la UACM

Por su apoyo para la realización de este trabajo recepcional de tesis mediante la beca de licenciatura del proyecto PIUTE10-141, así como al proyecto de equipamiento UACM/OAG/ADI/015/2011 y al proyecto UACM-CONACyT UACM/AGO/ADI/017/2012, dado que gracias a ellos fue posible adquirir equipos para el desarrollo experimental, así como asesoría teórica con el apoyo de los investigadores participantes.

A mis lectores

Dr. Juan Carlos Martínez Rosas, M.I. Fermi Vázquez Villanueva; Ing. Manuel Alberto Soriano Ávila y Dr. Cuauhtémoc Guerrero Tejada, por aceptar ser mis lectores y por dedicarme un poco de su tiempo al revisar mi trabajo recepcional.

A mis compañeros

Por su compañía y los buenos momentos que pasamos juntos en todo este tiempo.

INDICE

CAPÍTULO 1.- INTRODUCCIÓN.....	7
1.1.- Objetivo.....	7
1.2.- Justificación.....	7
1.3.- Planteamiento descriptivo.....	9
CAPÍTULO 2.- MARCO TEÓRICO.....	10
2.1.- Electrocardiografía.....	10
2.2.- Encefalografía.....	18
CAPÍTULO 3.- DESARROLLO DEL SISTEMA MÓVIL.....	32
3.1.- Planteamiento general.....	32
3.2.- Planteamiento y desarrollo (Encefalografía, EEG).....	33
3.2.1.- Adquisición de la señal (Electrodos).....	33
3.2.2.- Pre amplificación (Amplificador de instrumentación).....	37
3.2.3.- Protección del paciente con electrodo referencial.....	40
3.2.4.- Amplificación.....	41
3.2.5.- Filtrado.....	42
3.2.6.- Segunda amplificación.....	47
3.2.7.- Adaptador de nivel.....	48
3.2.8.- Pruebas experimentales.....	51
3.3.- Planteamiento y desarrollo (Electrocardiografía, ECG).....	56
3.3.1.- Adquisición de la señal (Electrodos).....	56
3.3.2.- Pre amplificación (Amplificador de instrumentación).....	58
3.3.3.- Protección del paciente con electrodo referencial.....	59
3.3.4.- Filtrado.....	60
3.3.5.- Amplificación.....	63
3.3.6.- Adaptador de nivel.....	65
3.3.7.- Pruebas experimentales.....	66
3.4.- Procesamiento digital (conversión analógico-digital).....	68
3.5.- Alimentación eléctrica.....	83

CAPÍTULO 4. – RESULTADOS Y CONCLUSIONES.....	87
4.1.- Resultados.....	87
4.2.- Conclusiones.....	92
CAPÍTULO 5.- BIBLIOGRAFÍA.....	93
CAPÍTULO 6.- ANEXOS.....	94
6.1.- Glosario de términos.....	94
6.2.- Filtros.....	96
6.3.- Hoja de especificaciones.....	101

Capítulo 1

INTRODUCCIÓN

1.1. Objetivo

El presente trabajo tiene como objetivo diseñar un sistema de tipo ambulatorio de bajo costo y modular, que nos permita realizar en tiempo real la adquisición, manipulación y procesamiento de la actividad eléctrica de la parte frontal del cerebro y del corazón ya sea durante un cierto periodo del día ó durante un día completo; con la finalidad de brindarle al médico información detallada del comportamiento existente entre la actividad eléctrica frontal cerebral y la actividad cardiaca del paciente.

1.2.- Justificación

Desde hace algunos años las enfermedades cardiovasculares han ocupado los primeros lugares en la mortalidad de la población; sumado a que cada vez más las personas sufren de estrés en su vida cotidiana, se ha llegando a cambiar la salud mental de la población; es decir, que la mala alimentación de las personas ha dado como resultado arritmias cardiacas, hipertensión arterial e infarto agudo del miocardio que al sumarse con el estrés psicológico cotidiano han logrado tener efectos significativos sobre la salud física y mental de las personas.

Actualmente las emociones asociadas tales como la ira, la ansiedad y la depresión han ido ganando espacio dentro del cuadro de enfermedades hasta el punto de ser consideradas la segunda causa de mortalidad en la población. Al sumarse las afecciones cardiovasculares con este tipo de estrés ya sea crónico y/ó psicológico han desencadenado la enfermedad cerebrovascular (ECV) la cual se considera un problema de salud pública que aún no ha sido resuelto. En la última década se ha detectado un ascenso de la tasa bruta con una tendencia al desplazamiento hacia edades más tempranas de la vida, sin olvidar que siguen siendo las edades de 50 años y más las que presentan mayor riesgo de morir por esta enfermedad [1].

Existen algunas afecciones cardiovasculares que por su génesis o consecuencias repercuten en el funcionamiento cerebral. Basta decir, que la caída del flujo cardiaco, las oscilaciones extremas de la tensión arterial y algunas arritmias, pueden sobrepasar los límites de compensación y adaptación cerebral provocando serias alteraciones en el funcionalismo cerebral y establecer graves secuelas, incluso la muerte. Las afecciones cardiovasculares relacionadas con la enfermedad cerebro vascular pueden ser causa-efecto; de hecho, el estrés psicológico crónico puede cambiar la respuesta de los sistemas regulatorios centro-periferia, además de influir en el deseo de trabajar, el rendimiento en el trabajo y la propia actitud general hacia la vida (NIOSH, 1999).

Estudios realizados por la Unidad de Cuidados Intermedios de Medicina del Instituto Superior de Medicina Militar de Cuba, han demostrado que las afecciones cardiovasculares tienen relación significativa con los eventos cerebro vasculares isquémicos; por ejemplo se observo que el infarto cerebral tiene una estrecha relación con arritmias e insuficiencia cardiaca, ya que se ve afectado el riego sanguíneo cerebral y con ello la falta de oxigenación y nutrientes al cerebro.

Recientemente el Departamento de Ciencias de la Computación e Ingeniería de la Universidad Nacional de Pusan, Corea realizo estudios relacionados con el estrés y la electroencefalografía donde se observo que el estrés puede alterar el equilibrio de la parte simpática y parasimpática del sistema nervioso autónomo (ANS por sus siglas en inglés) y con ello causar problemas de ritmo cardiaco, la digestión y del sistema hormonal. Por otra parte se observo que la respuesta al estrés generada por el cerebro implica una liberación de hormonas que en exceso puede debilitar el sistema inmune; pero sobretodo puede provocar aumentos de la presión arterial y con ello el riesgo de sufrir un accidente cerebrovascular y/ó un ataque al corazón [3].

Por otra parte científicos de Universidad Aristóteles de Tesalónica, Thessaloniki, en Grecia encontraron la asociación existente entre los registros de electroencefalografía (EEG) y electrocardiografía (ECG); utilizando análisis de frecuencia demostraron una correlación inversa entre la banda delta en el EEG y la baja frecuencia (LF), la baja frecuencia (LF) y la alta frecuencia (HF) a partir de análisis de la variabilidad del ritmo cardiaco (VRC), lo que sugiere que las actividades nerviosas del cerebro (EEG) tiene posibles correlaciones entre el comportamiento dinámico de la frecuencia cardíaca (ECG) [2].

Por tanto, es evidente que las afecciones asociadas con el estrés psicológico y crónico pueden aumentar las pérdidas sociales, económicas y reducir la competitividad de una población al afectar la salud física y mental. En este caso la persona convive con una afección crónica que le impide llevar un ritmo de vida cómodo y saludable, comprometiendo su posibilidad de "hacer" y de "interactuar socialmente", lo que provoca que la persona no pueda alcanzar un satisfactorio nivel de funcionalidad, afectando aspectos de su vida cotidiana.

Es por ello que cada vez más las medidas preventivas para reducir el estrés y el manejo adecuado de las afecciones cardiovasculares son esenciales tanto para la salud individual como para el bienestar de la sociedad en un nivel más amplio. Sin embargo la necesidad de tener una monitorización electro encefalografía y electrocardiográfica ambulatoria ha aumentado tanto en la práctica clínica como en la investigación, debido a que la mayoría de los eventos cardiovasculares y cerebrovasculares se presentan durante las actividades diarias de la persona.

Médicos de la unidad de consulta externa del Instituto Nacional de Psiquiatría “Ramón de la Fuente”, realizaron en 2006 estudios a 36 pacientes de entre 23 y 56 años que presentaban depresión recurrente y depresión unipolar. Los resultados señalan que las fuentes de EEG en todos los pacientes fueron anormales, debido a un aumento de la densidad de corriente producida por padecimientos del corazón. Es por esta razón que se ha propuesto diseñar y desarrollar un sistema prototipo de adquisición de señales bioeléctricas móvil que sea capaz de monitorear al cerebro en su parte frontal (debido a que en esta zona se concentra la parte sensorial y cognitiva) y la actividad del corazón.

1.3.- Planteamiento descriptivo

El sistema de tipo móvil que se desea diseñar y construir, estará caracterizado por los siguientes puntos:

- * Deberá brindar la mayor comodidad posible en cuanto a peso, tamaño y estética al usuario.
- * Debe ser de fácil manejo para el usuario (funciones de encendido, apagado, conexión al paciente y almacenamiento de información).
- * Tendrá la facultad de almacenar la información adquirida durante el periodo de monitoreo en una memoria del tipo SD extraíble; para que posteriormente la información pueda ser analizada con más detalle por el médico.
- * Debe ser capaz de monitorear al paciente el mayor tiempo posible; ya sea que el sistema se utilice por periodos cortos ó largos del día, según sea la indicación del médico.
- * Con la finalidad de poder brindar el mayor tiempo posible la monitorización del paciente, el sistema contará con un sistema de ahorro de energía.
- * El sistema de baterías contará con un sistema de alarma capaz de indicarle al usuario que el nivel carga de la batería está por debajo del nivel optimo.

Capítulo 2

MARCO TEÓRICO

2.1.- Electrocardiografía

En el siglo XIX se hizo evidente que el corazón generaba electricidad. La actividad bioeléctrica correspondiente al latido cardiaco fue descubierta por Kolliker y Mueller en 1856 y el primer registro del ritmo eléctrico en el ser humano fue hecho por Alexander Muirhead en 1869, en el St. Bartholomew's Hospital de Londres. Posteriormente en 1872 el físico francés Gabriel Lippmann inventa un electrómetro capilar que le valió el Premio Nobel de Física en 1908 (ver figura 2.1), el cual consistía en un tubo fino de vidrio con una columna de mercurio bañada con ácido sulfúrico; el mercurio se mueve con las variaciones de los potenciales eléctricos. A partir de este electrómetro el fisiólogo francés Etienne-Jules Marey en 1876 pudo registrar por primera vez la actividad eléctrica de un corazón de rana.

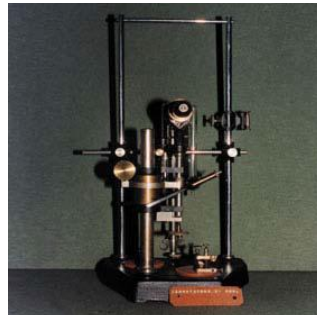


Figura 2.1.- Electrómetro Capilar

Para 1887, el fisiólogo británico Augusto Waller en el St Mary's Medical School de Londres, perfecciona el electrómetro capilar utilizando un galvanómetro capilar y con ello logra realizar el primer "electrocardiograma" en humanos y cuyos resultados mostro en el Congreso Internacional de Fisiología realizado en Londres de ese mismo año; sin embargo, pese a ser un pionero en la electrocardiografía, para el año 1911 Waller aún veía pocas aplicaciones clínicas de su trabajo, incluso llegó a decir: *"Yo no imagino que la electrocardiografía tenga un uso extensivo en los hospitales. Creo que tendrá un uso ocasional para registrar alguna rara anomalía cardíaca"* [4].



Figura 2.2.- Galvanómetro Capilar

Gracias a Willem Eithoven considerado el padre de la electrocardiografía, el electrocardiograma se transformó rápidamente en un método indispensable en el diagnóstico de las cardiopatías; para el año 1895 Willem asignó las letras P, Q, R, S y T a las diferentes deflexiones y describió las características electrocardiográficas de gran número de enfermedades cardiovasculares. Sin embargo, las limitaciones que presentaba el galvanómetro capilar llevaron a Eithoven a diseñar en 1901 en su laboratorio de la Universidad de Leiden en Holanda un galvanómetro de cuerda con el que se consiguió poder graficar y posteriormente analizar con precisión un electrocardiograma humano. Dicho galvanómetro de cuerda pesaba 270 Kg y necesitaba cinco operadores además de requerir un gran espacio. Uno de los maestros de Willem, Johannes Bosscha sugirió usar las líneas telefónicas que unían el Hospital al Laboratorio de Eithoven y ello permitió poder hacer estudios electrocardiográficos en los pacientes hospitalizados.

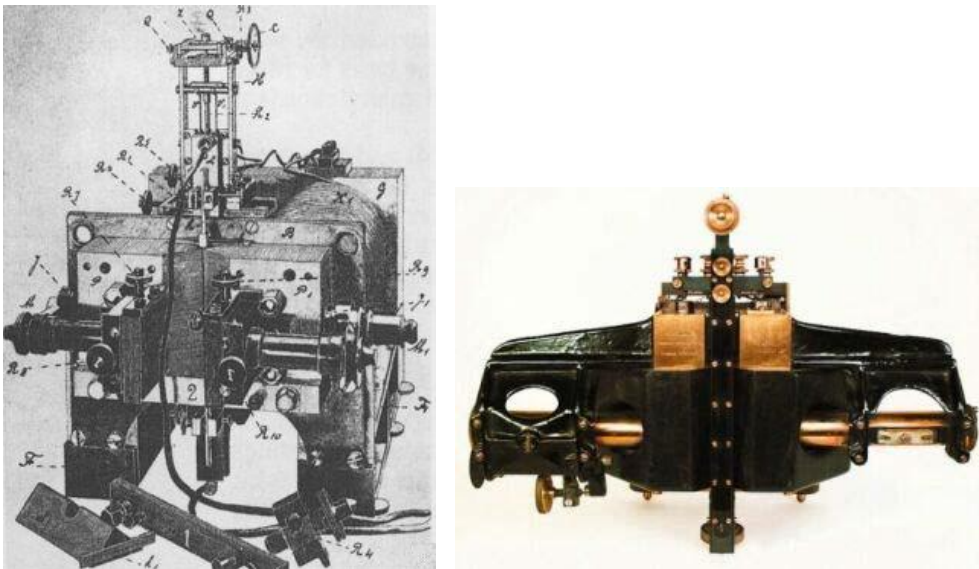


Figura 2.3.- Galvanómetro de cuerda de Eithoven

En la figura 2.4 podemos observar las diferencias entre una señal ECG adquirida con un galvanómetro capilar y un galvanómetro de cuerda.

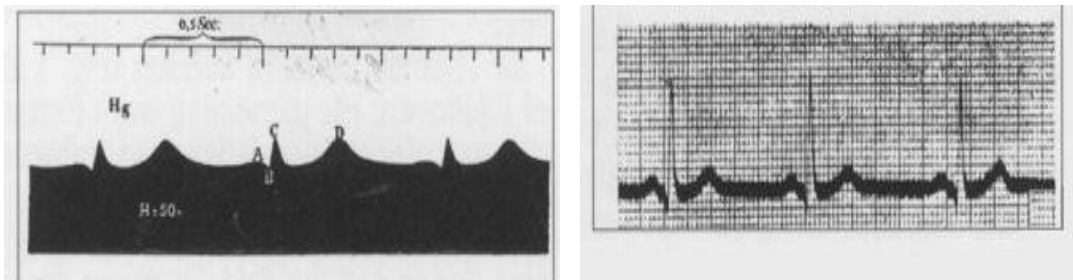


Figura 2.4.- ECG's obtenidos con galvanómetro capilar y de cuerda

Para 1903, gracias al apoyo de la compañía inglesa Cambridge Scientific Instruments Eithoven inicia la producción comercial del galvanómetro de cuerda.

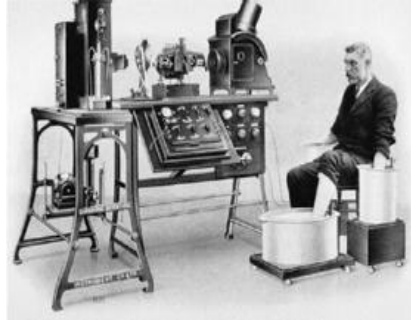


Figura 2.5.- Primer Galvanómetro comercial

Posteriormente en el año de 1947, Norman Jeff Holter propuso que la evaluación significativa del estado cardiovascular de una persona sólo puede ser mediante una medición de largo periodo de tiempo y de manera continúa; por esta razón desarrolló una gama de instrumentos portátiles de grabación, los cuales permitirían registrar las señales fisiológicas del paciente sin alterar sus actividades diarias. En un principio el proyecto también contemplaba la opción de usar la radio telemetría para transmitir las señales ECG desde el dispositivo hasta un monitor remoto; sin embargo, el primer aparato fabricado fue una mochila de 38kg que se colgaba a la espalda la cual podía registrar la señal ECG y transmitirla. Cabe mencionar que a este tipo de instrumentos portátiles se le asigno el nombre de dispositivos *Holter*, en honor a su creador.

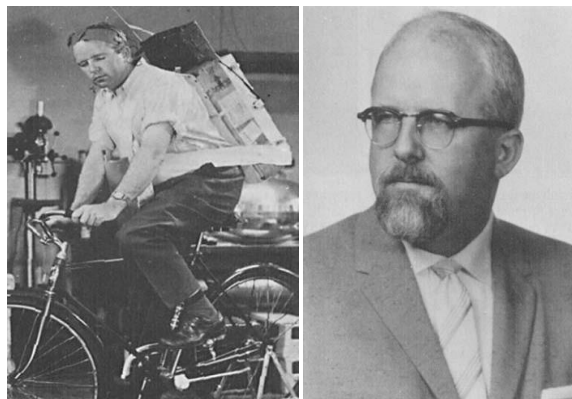


Figura 2.6.- Norman Jeff Holter y su primer holter

Con el avance de la tecnología que en ese tiempo se desarrollaba, se logro reducir las dimensiones del primer dispositivo *Holter*; además, con la llegada de los transistores, el equipo fue progresivamente miniaturizándose y la radiotransmisión fue reemplazada por un

grabador de cinta electromagnética. En la actualidad, los registradores Holter son dispositivos mucho más compactos, ligeros y robustos, ya que no graban en cinta magnética sino en memoria de estado sólido y pueden llegar a pesar tan sólo 78 gramos.

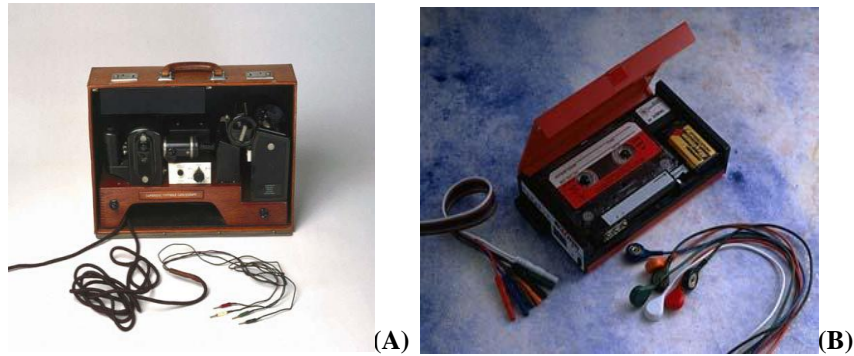


Figura 2.7.- A) Uno de los primeros Holter. B) Holter con transistores

Actualmente las grabadoras Holter o Unidades de Monitoreo Ambulatorio, son de tamaños pequeños, livianos y alimentados por baterías de larga durabilidad; Además tienen la capacidad de realizar registros de derivaciones bipolares y de tres derivaciones. En cuanto al almacenamiento de los datos este puede realizarse en cassette, microcassett's o formato electrónico; misma característica los clasifica en:

- Holter de cinta magnética.
- Holter de almacenamiento electrónico.



Figura2.8.-Holter's de almacenamiento electrónico

En la actualidad podemos definir al electrocardiograma (ECG) como el gráfico que se obtiene al medir la actividad electro-física-cardíaca del corazón de una manera continua.; el cual es un método rápido, simple e indoloro en el que se adquieren y amplifican los impulsos eléctricos relacionados con la contracción y relajación (sístole y diástole) del corazón. Además es un elemento relevante en el diagnóstico de enfermedades y anomalías cardiovasculares, como por ejemplo:

- Enfermedad de la válvula cardíaca
- Arritmias
- Taquicardia/Bradicardia. (Frecuencia cardíaca muy rápida y muy lenta respectivamente)
- Enfermedad de la arteria coronaria
- Un ataque cardíaco inminente

Siendo el corazón el músculo más importante del cuerpo, cuya función es la de bombear la sangre al resto del cuerpo; este está constituido por dos mitades (izquierda, derecha), donde cada mitad tiene dos cavidades, una aurícula y un ventrículo; siendo un sistema de válvulas las que permiten que la sangre sólo circule en un sentido. La Figura 2.9 representa la estructura del corazón humano.

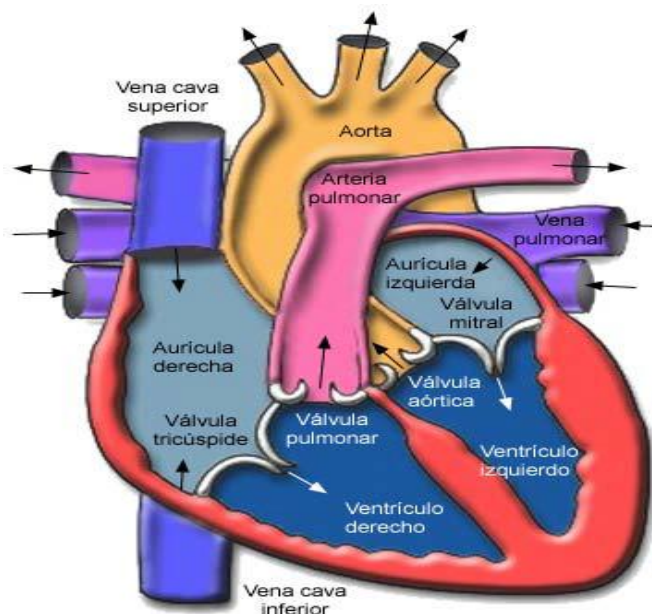


Figura 2.9.- Estructura del corazón

Durante el ciclo cardíaco, la aurícula derecha del corazón recibe la sangre venosa del cuerpo, la envía al ventrículo derecho el cual la bombea a los pulmones, para el intercambio de gases, luego del cual la sangre se oxigena y pasa a la aurícula izquierda. Por último el ventrículo izquierdo es el encargado de distribuir la sangre a todo el cuerpo. En este proceso, iniciado por las células ‘marcapaso’ del nodo sino auricular, se generan los potenciales de acción que actúan sobre las células musculares cardíacas (figura 2.10), esto debido entre otras cosas al intercambio de iones sodio y potasio (Na^+ , K^-) del interior al exterior de las células, conocido por bomba sodio-potasio. Durante el tiempo de reposo, diástole eléctrica, la diferencia de potencial es de 70 milivolts y hay un equilibrio entre cargas negativas y positivas en el interior y exterior de las células. Durante el ciclo cardíaco se producen despolarizaciones y re polarizaciones de las células, las cuales se propagan por la superficie del tejido y es la superposición de estas variaciones las que se detectan para representar la señal de ECG [5].



Figura 2.10.- Potenciales generados por el corazón

Esta señal de ECG representa a grosso modo la corriente eléctrica que circula a través del corazón durante los latidos que éste realiza y está conformada por diferentes ondas e intervalos que a continuación ilustran en la figura 2.11.

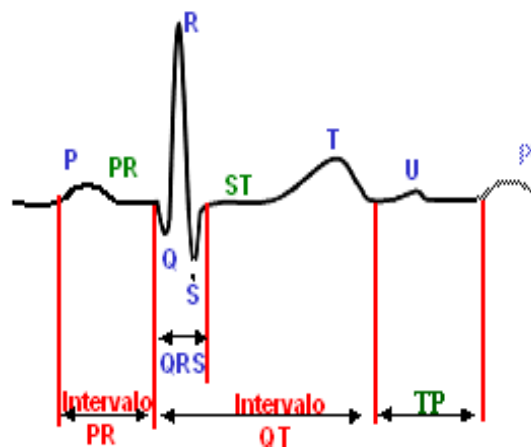


Figura 2.11.- Forma de onda típica de un ECG

Onda P: Nos indica que se está realizando la contracción auricular para bombear la sangre hacia los ventrículos. Tanto la aurícula izquierda como la derecha se contraen simultáneamente. La duración de esta onda suele ser inferior a los 100ms y su amplitud está entre 0,1mV y 0,5mV. Las ondas P irregulares o inexistentes pueden provocar una arritmia.

Ondas Q, R, S: Este grupo de ondas QRS representa la corriente eléctrica encargada de la contracción de los ventrículos derecho e izquierdo para bombear la sangre hacia las arterias. Es la onda de mayor magnitud de toda la señal y su duración puede variar entre 60ms y 100ms. Las anomalías en este grupo de ondas pueden indicar taquicardia ventricular, hipertrofia ventricular, pericarditis u otra clase de anomalías.

Onda T: Representa la señal eléctrica de recuperación o descontracción de los ventrículos. Es una onda positiva de una amplitud que no supera los 0,6mV. La frecuencia cardíaca normal de un adulto es de entre 50 y 100 pulsaciones por minuto con un ritmo constante y uniforme.

Esta actividad eléctrica suele representarse por un dipolo eléctrico (vectorial) que varía su localización espacial y magnitud durante el ciclo cardíaco. Mediante la colocación de electrodos metálicos sobre la piel del paciente, es posible adquirir la señal ECG. 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, ver figura 2.12. 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.

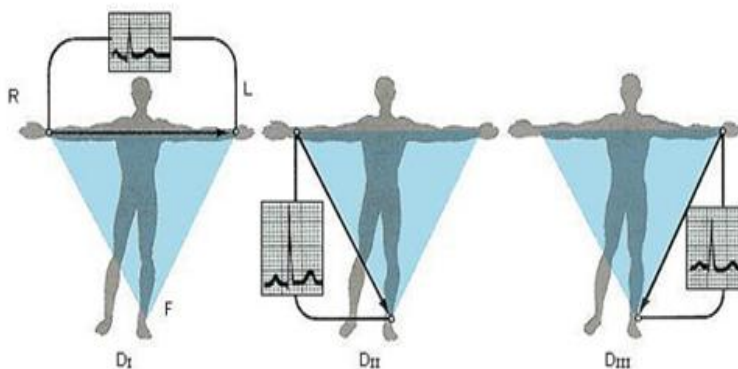


Figura 2.12- Conexión de derivaciones de extremidades.

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 trozo de amplitud aumentada. La derivación

de brazo derecho aumentado (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, ver figura 2.13. La derivación de brazo izquierdo aumentado (aVL) registra los potenciales del brazo izquierdo en relación a una conexión realizada mediante la unión de los cables del brazo derecho y del pie izquierdo.

La derivación de pierna izquierda aumentada (aVF) revela los potenciales que hay en el pie izquierdo respecto a la conexión hecha con la unión de los cables de los brazos derecho e izquierdo.

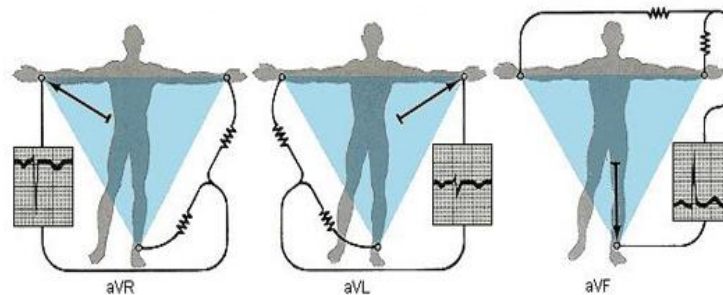


Figura 2.13.- Conexión de extremidades aumentadas

Derivaciones precordiales: Estas derivaciones son unipolares y se registran en el tórax desde la posición 1 a la 6, ver figura 2.14. 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 clavicular 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.

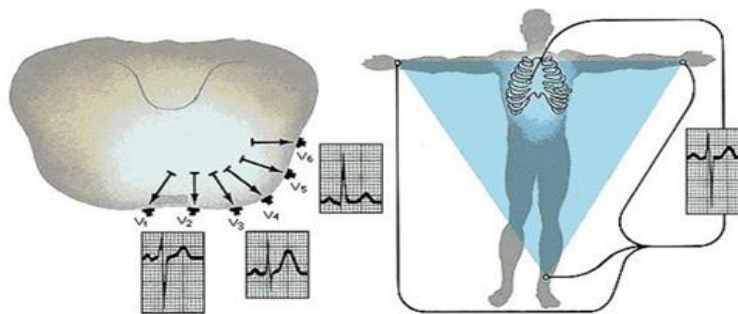


Figura 2.14.- Conexión de derivaciones precordiales

A veces son de utilidad otros emplazamientos de las derivaciones precordiales, por ejemplo, aquellas que están elevadas 5cm por encima de las posiciones usuales (EV1, EV2, etc.) que pueden ayudar a detectar infartos de miocardio, o aquellas que están situadas 5cm 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.

Las derivaciones estándares de Einthoven D1, D2 y D3: En términos concretos, Einthoven pensó que, siendo el corazón un generador de corriente y el cuerpo humano un buen conductor, podría construirse imaginariamente un triángulo, formado por las raíces de los miembros, sobre cuyos lados se proyectarían las fuerzas eléctricas emanadas del músculo cardíaco, ver figura 2.15. Dado que el corazón se inclina dentro del pecho hacia la izquierda, y como los brazos y piernas son prolongaciones de sus respectivas raíces, en la práctica empleamos los miembros superiores y el inferior izquierdo para construir el triángulo.

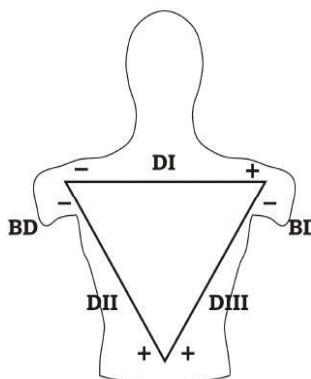


Figura 2.15.- Triángulo de Eithoven.

2.2.- Encefalografía.

Las neuronas o las células musculares están protegidas por una membrana semipermeable, que permite el paso de ciertas sustancias pero no de otras; en la parte interior y el exterior de estas células existen iones, entre ellos sodio (Na^+), potasio (K^+) y cloruro (Cl^-). Los iones de sodio abundan en el exterior de la célula mientras que los iones K^+ y (Cl^-) son predominantes en el medio interno; lo que hace que exista un flujo pasivo a través de ciertos canales que existen en la membrana semipermeable para igualar las concentraciones de tal manera que la tendencia de los iones de sodio será entrar hacia la célula y la de los iones K^+ abandonarla [6].

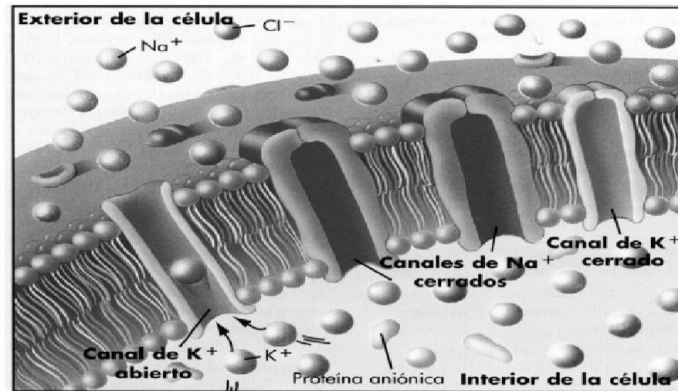


Figura 2.16. Estructura semipermeable de una neurona

Por otra parte, existen unos canales especiales en la membrana, que son activados por una tensión de aproximadamente unos -40mV ; permitiendo una avalancha de iones sodio hacia el interior de la membrana seguida de una avalancha de iones potasio en sentido contrario que vuelven inmediatamente a su situación original originando una espiga en la línea basal. A este fenómeno se conoce como *potencial de acción* (PA), estos potenciales se propagan a lo largo del axón de las neuronas porque el flujo iónico va alcanzando más puntos de la membrana produciéndose así el fenómeno que los origina; al llegar al final del axón, estos potenciales actuarán despolarizando o hiperpolarizando a las células vecinas con las que establece sinapsis, alterándose así el potencial de reposo de éstas en función de todos los PA que reciban de las diferentes sinapsis, Esos potenciales aparecen en las 1011 neuronas que forman el cerebro a veces de forma coherente en una amplia región, lo que produce la generación de una señal eléctrica del orden de los milivolts susceptible en la superficie del cuero cabelludo; aunque es atenuada por las membranas que recubren el cerebro, el cráneo y la piel, donde finalmente solo toma amplitudes en torno a 10-100 microvolts.

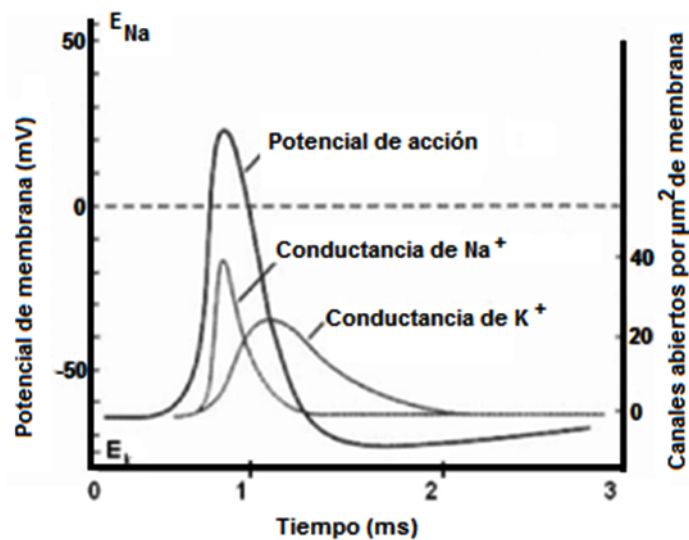


Figura 2.17.- Potencial de acción a partir de los iones sodio y potasio.

El encéfalo es la parte principal y más voluminosa del sistema nervioso central, se interconecta con la médula espinal para enviar y recibir información sensorial al encéfalo; además se divide en las siguientes partes: tallo cerebral, cerebelo y cerebro.

El tallo cerebral es la parte evolutivamente más antigua del encéfalo; conecta entre sí el córtex cerebral, la médula espinal y el cerebelo; controla asimismo los ritmos cardíaco y respiratorio, y es el centro de diversos reflejos motores. El cerebelo es el coordinador de los movimientos voluntarios, además de mantener el equilibrio; realiza una función de filtro paso bajo para alisar lo que de otro modo serían movimientos musculares “espasmódicos”. El cerebro es la parte más evolucionada del encéfalo y en él están localizadas las funciones conscientes del sistema nervioso. Posee dos partes llamadas hemisferios que se relacionan con las partes opuestas del cuerpo. La superficie externa del hemisferio se conoce como córtex y en ella se recibe la información sensorial.

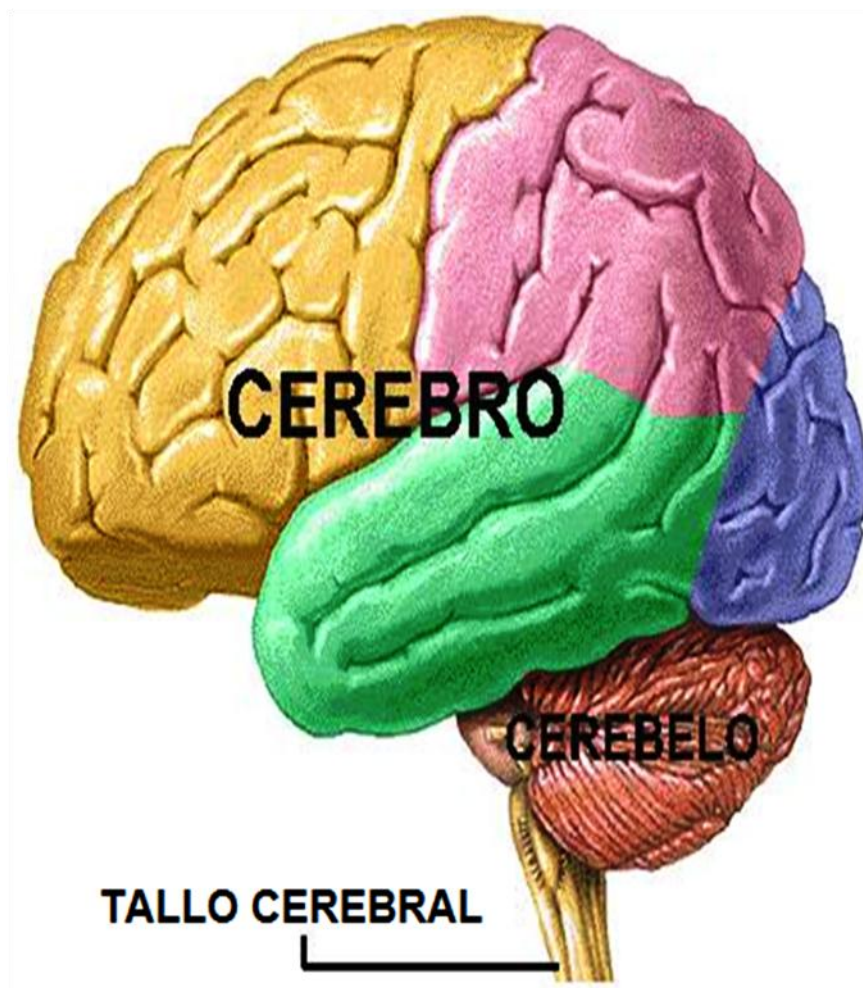


Figura 2.18.- División fisiológica del cerebro.

La subdivisión más importante del cerebro es la corteza cerebral, que contiene 9 de los 12 billones de neuronas que hay en el cerebro humano; esta corteza es en realidad una capa fina de neuronas situada en la periferia del cerebro que contiene muchas fisuras o pliegues entrantes para dar una mayor área superficial. Algunas de las fisuras más profundas o surcos se utilizan como límites para dividir la corteza en ciertos lóbulos [6].

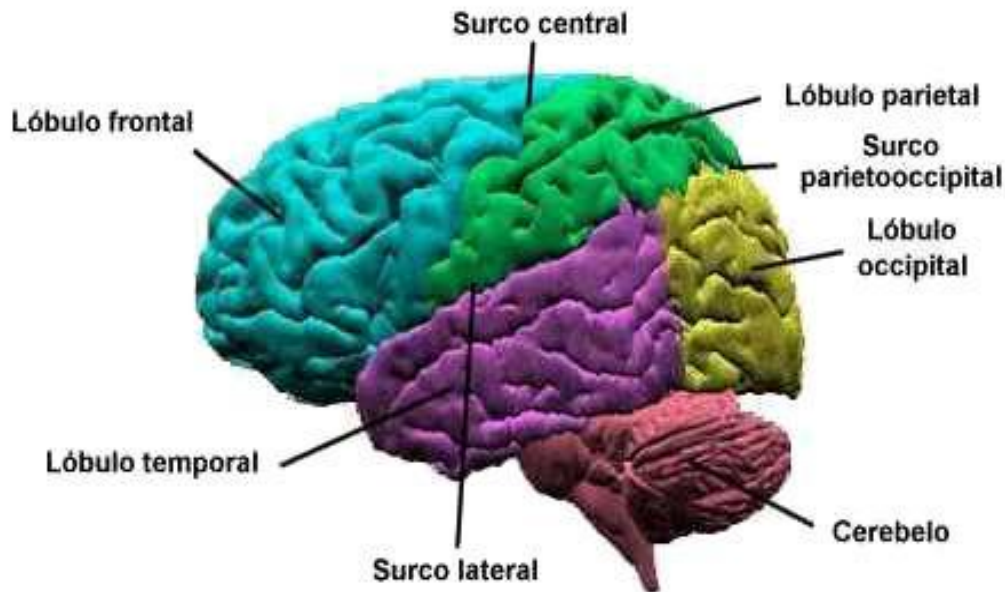


Figura 2.19.- Subdivisión de la corteza cerebral [6].

Todas las entradas sensoriales alcanzan con el tiempo la corteza cerebral donde ciertas regiones parecen estar relacionadas específicamente, con ciertas modalidades de información sensitiva. Otras regiones de la corteza parecen estar relacionadas específicamente con las funciones motoras. Por ejemplo, todas las entradas sensoriales somáticas (calor, frío, presión, tacto, etc.) llegan a una región de la superficie cortical justo por detrás del surco central, abarcando la parte delantera del *lóbulo parietal*.

Las entradas sensoriales somáticas de cada punto del organismo llevan a una parte específica de esta región, estando las entradas procedentes de las piernas y los pies más cerca de la parte superior, a continuación el torso, seguido de brazos, manos, dedos, cara, lengua, faringe y finalmente las regiones intra abdominales en la parte inferior. La cantidad de superficie adjudicada a cada parte del organismo es proporcional al número de nervios sensitivos que contiene y no a su tamaño físico real.

Una representación gráfica de la disposición de estas áreas, denominada *homúnculo* parece una figura humana grotesca, cabeza abajo, con grandes dedos, cara, labios y lengua. Justo delante del surco central esta el *lóbulo frontal*, donde se encuentran las principales neuronas motoras que van a los distintos músculos del cuerpo. Las neuronas motoras también están distribuidas en la superficie de la corteza de una forma similar a las neuronas sensitivas. La situación de las distintas funciones motoras también se puede representar con un homúnculo igualmente boca abajo pero proporcionado según el grado de control muscular ofrecido por cada parte del organismo.

La figura 2.20 muestra el homúnculo sensor y el homúnculo motor, que representan la distribución espacial en la superficie cortical de las funciones sensitivas y motoras. En cada caso, en la figura se muestra sólo la mitad del cerebro seccionado transversalmente por la región indicada.

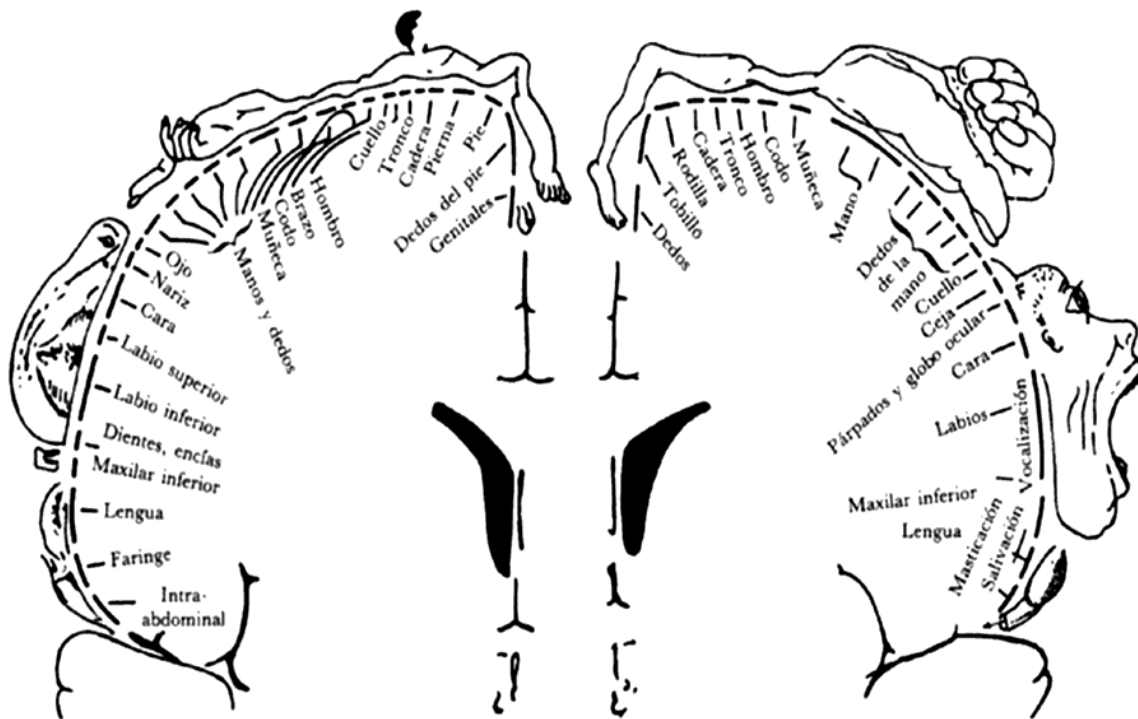


Figura 2.20 Homúnculo sensitivo y motor [6].

Una de las partes importantes del cerebro es la parte delantera llamada a veces lóbulo pre frontal, contiene las neuronas que se encargan de las funciones de control motor especiales, incluyendo el control de movimiento de los ojos; otra de las partes importantes es el lóbulo occipital que está muy hacia atrás de la cabeza, sobre el cerebelo, este contiene la corteza visual donde se proyectan en una representación geográfica las formas obtenidas en la retina. Por otra parte, la entrada sensitiva auditiva se conecta con los lóbulos temporales de

la corteza, situados justo por encima de los oídos. Las neuronas que responden a las distintas frecuencias de la entrada de sonido se encuentran dispersas por toda la región, estando situadas las frecuencias más altas hacia la parte delantera y las más bajas hacia la parte trasera. El olfato y el gusto no tienen situaciones específicas sobre la corteza cerebral, aunque en la percepción del olor interviene un bulbo cercano al centro del cerebro. La corteza cerebral tiene muchas áreas que no son ni sensitivas ni motoras. En el hombre, esto sucede en la mayor parte de la corteza. Muchos científicos creen que estas áreas, denominadas áreas de asociación están involucradas en la integración o asociación de las distintas entradas para producir las respuestas de salida apropiadas y transmitir las a las neuronas motoras para controlar el organismo.

Fue una guerra lo que brindó la oportunidad de explorar el cerebro humano por vez primera. En 1870, Fritsch y Hitzig, médicos militares del ejército prusiano, observaron que al estimular, mediante corriente galvánica, determinadas áreas laterales de cerebros descubiertos (de algunas de las bajas de la batalla de Sedán) se producían movimientos en el lado opuesto del cuerpo. Cinco años más tarde R. Caton confirmó que el cerebro es capaz de producir corrientes eléctricas. Ferrier, siguiendo en la misma línea, experimentó con la «corriente farádica». Como resultado de todo ello, hacia finales de siglo se tenían suficientes pruebas de que el cerebro de los animales poseía propiedades eléctricas comparables a las encontradas en el nervio y en el músculo. En 1913, Prawdycz-Neminski registró lo que llamó «electrocerebrograma» de un perro, siendo el primero en intentar clasificar semejantes observaciones. Hay que puntualizar, sin embargo, que todos los experimentos se hacían sobre cerebros descubiertos. Al ser los cambios eléctricos muy pequeños y sin procedimientos de amplificación, era imposible registrar los impulsos que alcanzaran el exterior del cráneo aún de haberse sospechado su existencia.

Posteriormente, en 1928 cuando Hans Berger ideó un método que prometía una investigación de la actividad eléctrica cerebral, descubriendo lo que se conoció como «ritmo de Berger». Sin embargo, debido a su falta de conocimientos técnicos, no fue hasta algunos años después cuando se reconoció su importancia. Mientras tanto, las posibilidades de la electroencefalografía clínica se discutían, por primera vez, en una reunión en el Laboratorio central de Patología del Hospital Maudsley de Londres, en 1929. A pesar de que el grupo de investigadores intentaron obtener registros del «ritmo de Berger» usando amplificadores y un galvanómetro vetusto, sin embargo no se tomaba en serio el estudio del cerebro ni los descubrimientos de Berger.

En 1934 cuando a raíz de una demostración ante la Sociedad de Fisiología, en Cambridge, Adrian y Matthews verificaron por primera vez el «Ritmo de Berger». Berger, utilizando las mejoras introducidas por Adrian, siguió avanzando hasta donde le permitía su técnica defectuosa, observando por ejemplo que cuando el sujeto abría los ojos o resolvía algún problema mentalmente se alteraba el ritmo regular. Esto fue verificado posteriormente por Adrian y Matthews quien al tener mejores conocimientos científicos y mejores técnicas

avanzaron incluso mucho más, demostrando que el ritmo regular de diez ciclos por segundo surgía de las áreas visuales de asociación y no de todo el cerebro. Años más tarde se apreció la importancia de tal descubrimiento. Posteriormente, la electropatología del cerebro creció en importancia, confirmandose las predicciones de Golla sobre las alteraciones de las oscilaciones rítmicas en las enfermedades. Se avanzó mucho en este campo, comenzando a interesar, entre los investigadores del EEG, el estudio de la epilepsia y otras enfermedades mentales, poniéndose de relieve la complejidad del tema y la imposibilidad de aislamiento de funciones simples, siendo necesario estudiar al cerebro como un órgano total. A partir de estos comienzos con el paso de los años y mediante evaluaciones sucesivas, se han llegado a conocer otros aspectos del EEG tal como lo conocemos hoy en día.

Es por lo antes expuesto que la encefalografía se ha convertido en uno de los métodos más utilizados en la medicina moderna para estudiar el comportamiento de los potenciales eléctricos del cerebro es la encefalografía (EEG). Generalmente la señal EEG se caracteriza mediante un análisis de su espectro de potencias. Tradicionalmente el espectro de la señal EEG se divide en 4 bandas de frecuencia como se muestra en la figura 2.21.

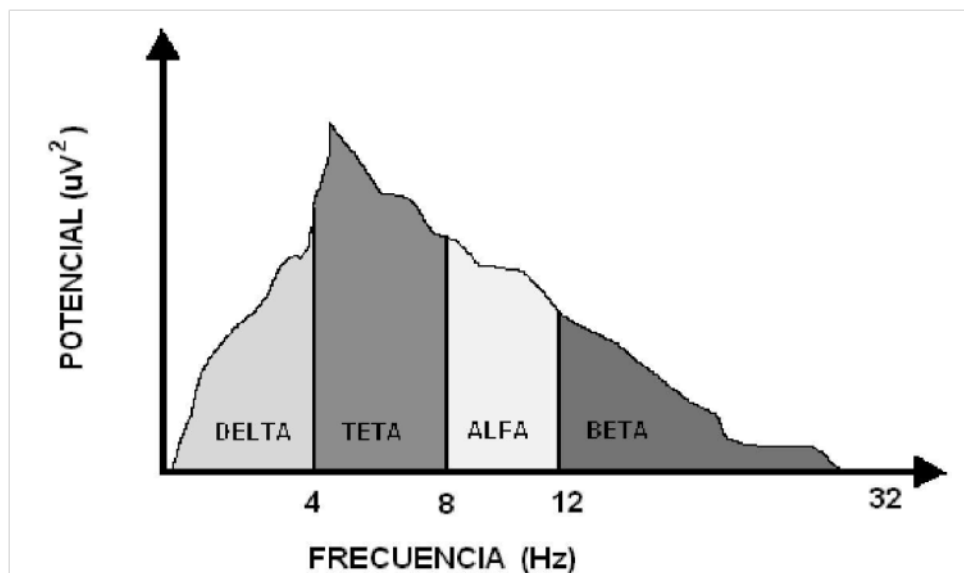


Figura 2.21. Espectro de potencias típico de una señal EEG [5].

*** Banda Delta (δ) (Hasta 3 Hz)**

Esta banda contiene ondas de baja frecuencia y alta intensidad (unas centenas de microvolts), con una frecuencia de 1~ 3Hz. Aparecen en estado de sueño profundo, inconsciencia o situaciones que aumenten la presión intracraneal como tumores cerebrales. Sus estados psíquicos correspondientes son el dormir sin sueños, el trance y la hipnosis profunda.

Banda Theta (Θ) (Hasta 4.7 Hz)

Esta banda contiene ondas de amplitud inferior a 20 microvolts, con una frecuencia de 4.7 Hz, se presenta en toda la corteza cerebral, aunque predominan en la region occipital y temporal, aunque es mas rapida en la zona frontal; se producen durante el sueño (o en meditacion profunda, yoga) mientras actúan las formaciones del subconsistente.

Banda Alfa (α) (De 8 a 12 Hz)

Esta banda contiene ondas de amplitud entre 20~100 microvolts, tienen una frecuencia de 8 a 12 Hz y estan asociados con estados de relajación, poseen una alta periodicidad a esas frecuencias predominantes sobre la region occipital, pero aparecen en todo el cortex. Se registran especialmente en momentos antes de dormirse.

Banda Beta (β) (De 13 a 30 Hz)

Esta banda contiene señales de pequeña amplitud, por debajo de 20 microvolts, con una frecuencia comprendida entre 13 y 30 Hz que originan un campo electromagnetico. Estas ondas se registran cuando la persona se encuentra despierta y en plena actividad mental; suelen dividirse en beta baja, beta media, y beta alta.

El ritmo beta bajo se suele localizar en los lóbulos frontal y occipital; los otros dos estan menos localizados. Esta onda es mas irregular que el ritmo alfa, se asocian a actividad psicofísica, estados de asignacion, alerta o la actividad mental que se realiza en la resolución de problemas.

En 1924, Hans Berger, de la Universidad de Jena en Austria [6] realizó los primeros registros electroencefalográficos en humanos utilizando bandas metálicas fijas al cuero cabelludo a modo de electrodos y galvanómetros como instrumentos de medida; posteriormente comenzo a trabajar con electrodos de aguja de zinc- plata. Pero debido a que los potenciales registrados difieren de una región del cuero cabelludo a otra, se planteo una serie de configuraciones que ahora se conocen como derivaciones. Sin embargo, se determinó que para aplicaciones medicas la información concierne requiere del registro simultaneo de al menos 20 electrodos distribuidos en toda la superficie del cuero cabelludo.

Los electrodos se colocan a intervalos iguales a lo largo de los ejes antero-posterior y transversos de la cabeza, guardando una posición simétrica con respecto al plano sagital y cubre adecuadamente todas las partes de la misma. En la actualidad a esta configuración se le llama “sistema 10-20”; es un procedimiento para colocar y medir las posiciones a espacios iguales en el cuero cabelludo, mediante marcas identificables en el craneo que sirven como punto de referencia.

Este sistema se basa en la relación que existe entre un sitio medido de electrodos, las estructuras corticales subyacentes. Se denomina 10-20 porque los electrodos se colocan espaciados al 10 o 20% de la distancia total entre un determinado par de marcas en el cráneo como se muestra en la figura 2.22.

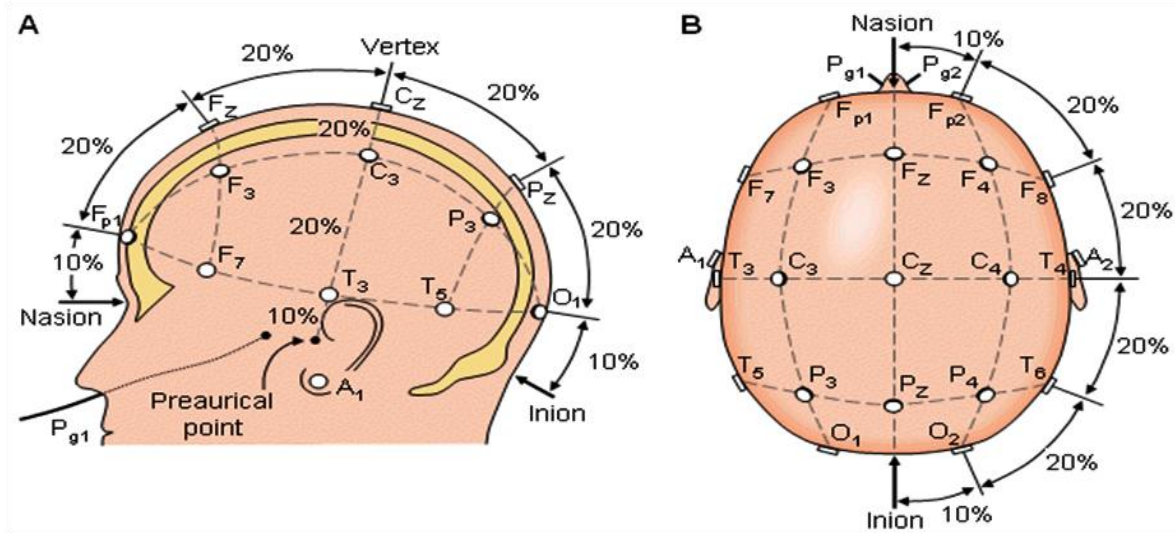


Figura 2.22 (a) Perspectiva lateral y (b) superior del sistema 10-20.

Cada sitio tiene una letra para identificar el lóbulo y un número para identificar la localización del hemisferio. Las letras F, T, C, P y O son para Frontal, Temporal, Central, Parietal y Occipital respectivamente; los números pares (2,4,6,8) refieren a posiciones del electrodo respecto al hemisferio derecho, mientras que los números impares (1,3,5,7) refieren a éstos en el hemisferio izquierdo.

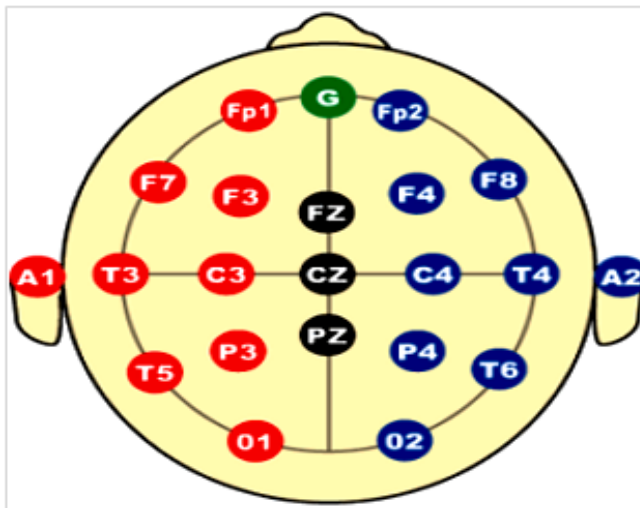


Figura 2.23.- Guía para posicionamiento de electrodos basado en el sistema 10-20.

Para situar los electrodos según este sistema se procede de la forma siguiente:

Se mide la distancia entre el nasion y el inion pasando por el vertex. El 10% de esta distancia sobre el nasion señala el punto Fp (Frontal Polar). El 10% de esta distancia sobre el inion señala el punto O (Occipital), ver figura 2.24.

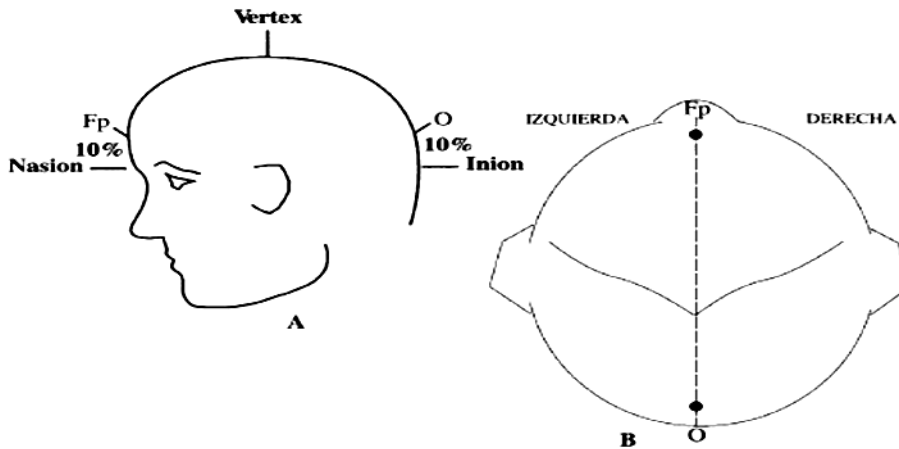


Figura 2.24.- A) Vista de perfil, B) Vista superior;
Fp punto frontal polar; O punto occipital

Entre los puntos FP y O se sitúan otros tres puntos espaciados a intervalos iguales (entre cada dos el 20% de la distancia nasion-inion). Estos tres puntos son, de delante hacia atrás, el Fz (Frontal) el Cz (Central o Vertex) y el Pz (Parietal). No deben confundirse Fz, Cz o Pz cuyos subíndices significan «cero» («zero» en inglés) con la letra «O» referente a los electrodos occipitales, ver figura 2.25.

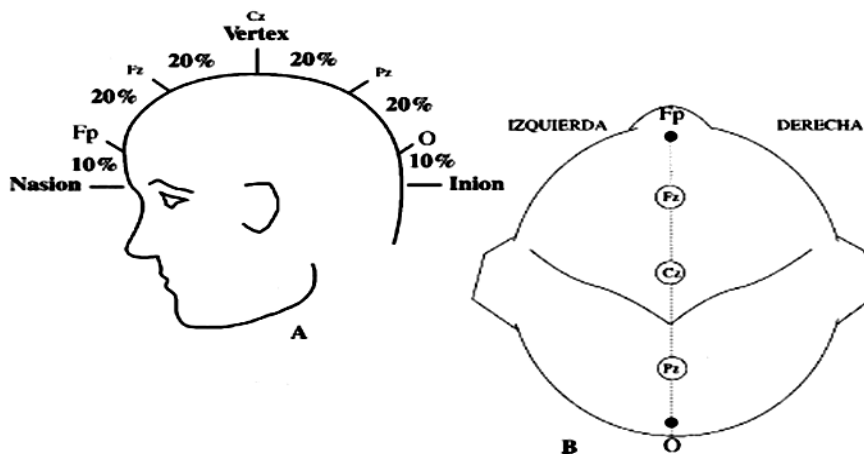


Figura 2.25.- A) Vista perfil. B) Vista superior. Fz, punto frontal;
cz, punto central; Pz, punto parietal.

Se mide la distancia entre los puntos preauriculares (situados por delante del pabellón auditivo) pasando por el vertex (Cz). El 10% de esta distancia marca la posición de los puntos temporales mediales, T3 (izquierdo) y T4 (derecho), ver figura 2.26.

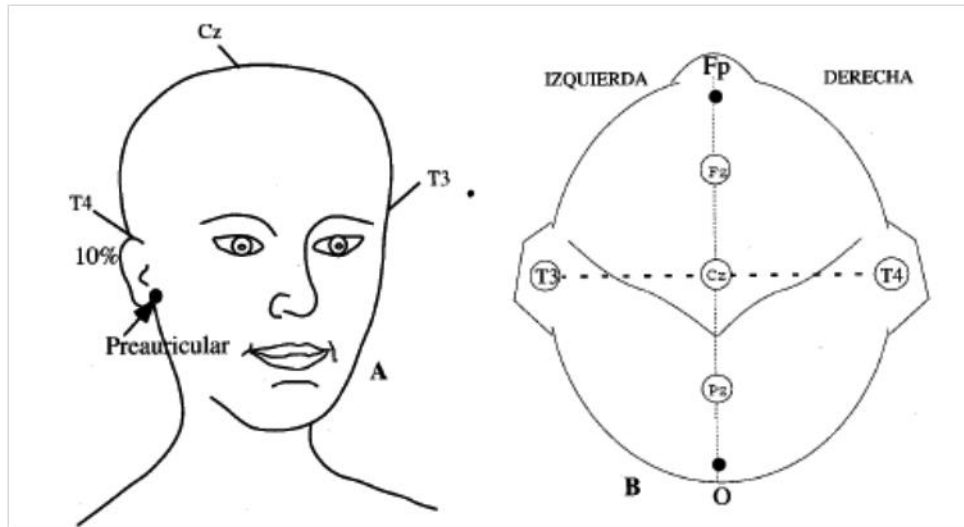


Figura 2.26.- Medición coronal lateral. A. Vista frontal. B. Vista superior. Situación de los electrodos T3 y T4.

Un 20% de la medida por encima de los puntos temporales medios se colocan los electrodos C3 (izquierda) y C4 (derecha). El vértex es ahora el punto de intersección entre la línea anteroposterior y la línea coronal lateral, ver figura 2.27.

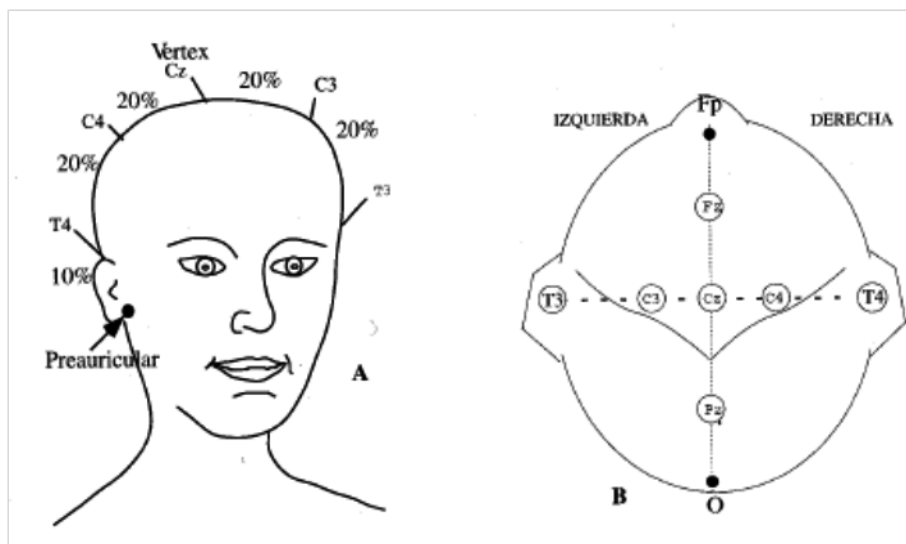


Figura 2.27.- A. Vista de frente. B. Vista superior. Situación de los electrodos C3 y C4.

– Los electrodos F3 y F4 (Izquierda y derecha, respectivamente) están situados de forma equidistante entre el punto frontal medio (Fz) y la línea de electrodos temporales, ver figura 2.28.

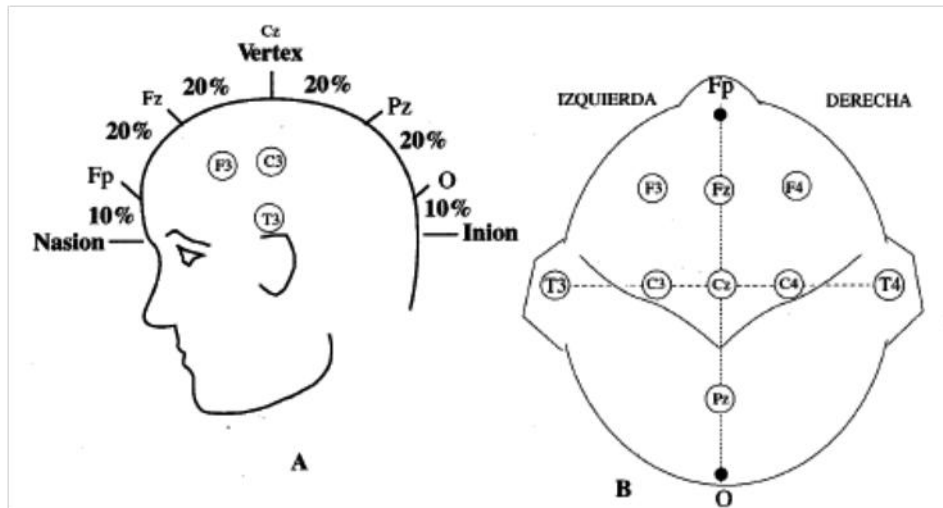


Figura 2.28.- A. Vista de perfil. B. Vista superior. Situación de los electrodos F3 y F4.

– Los electrodos P3 y P4 (izquierda y derecha, respectivamente) equidistan entre el punto P medio y la línea de los electrodos temporales, ver figura 2.29.

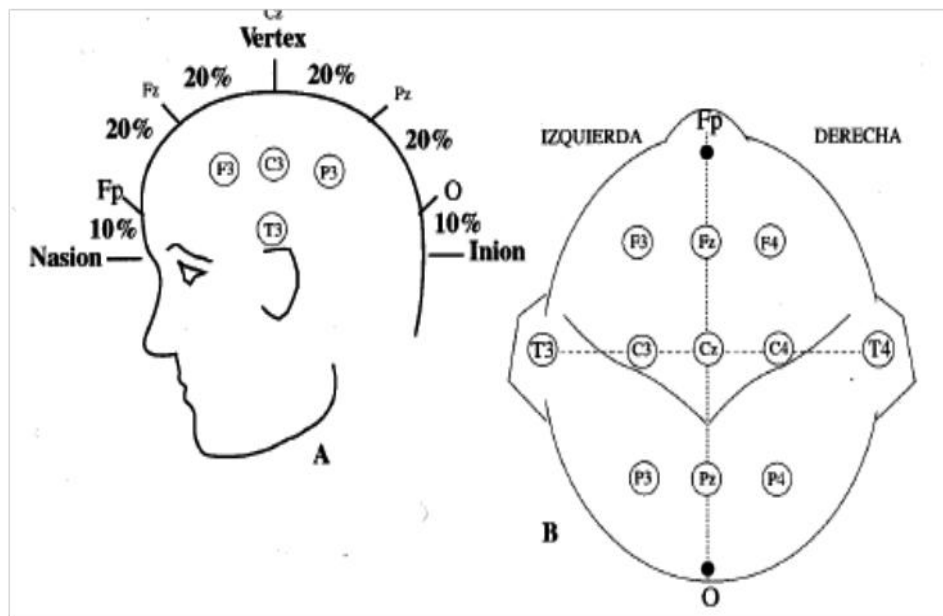


Figura 2.29.- A. Vista de perfil. B. Vista superior. Situación de los electrodos P3 y P4.

Se mide la distancia entre el punto medio Fp y el punto medio O a través de T3. El 10% de esta distancia a través de Fp corresponde a los electrodos FP1 y FP2. El 10% de esta distancia a través de O corresponde a los electrodos O1 y O2.

El electrodo F7 (y el F8) se sitúa equidistante entre los puntos FP1 (ó FP2) y yquote T3 (ó T4).

El electrodo T5 (y el T6) se sitúa en la línea media entre T3 (ó T4) y O1 (ó O2), ver figura 2.30.

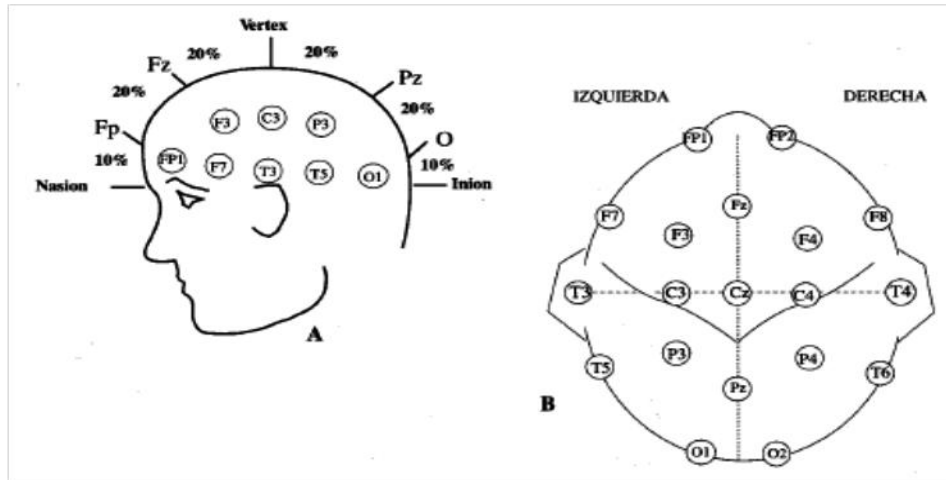


Figura 2.30.- A. Vista de perfil. B. Vista superior. Situación de los electrodos F7, F8, T5, T6, FP1, P2, O1 y O2.

A un 10% de los temporales T3 y T4 se sitúan los electrodos auriculares A1 y A2 Respectivamente, ver figura 2.31.

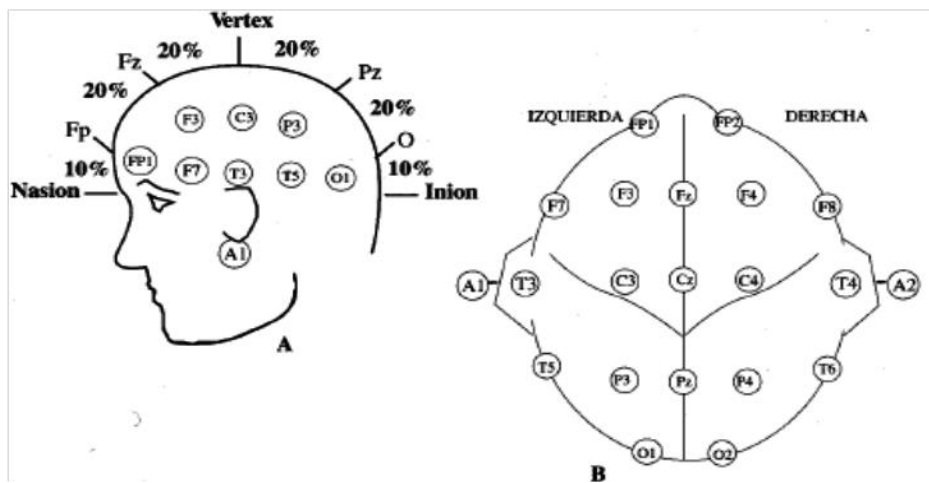


Figura 2.31.- A. Vista de perfil. B. Vista superior. Situación de los electrodos A1 y A2.

Como regla general, los electrodos del lado izquierdo llevan numeración impar mientras que los del lado derecho la llevan par. Además, como ya se dijo, los electrodos de la línea media reciben el subíndice «z» (por «zero», cero en inglés).

La versión europea del sistema presenta ligeras variaciones, ver figura 2.32. Los electrodos temporales mediales, llamados T3 y T4 se representan como Tm (temporal medial). Paralelamente, los electrodos F7 y F8, T5 y T6 son denominados como temporales anteriores Ta (F7 y F8) y temporales posteriores Tp (T5 y T6). Es decir que la versión europea considera los frontales superiores F7 y F8 como temporales anteriores, habiendo así una pequeña diferencia de posición. Los electrodos F3 y F4 son representados como Fs (frontales superiores) y los P3 y P4 como P (parietales). Finalmente los centrales C3 y C4 son representados como CI y CD.

Además la versión europea considera dos electrodos más, los mastoideos, colocados junto a las apófisis mastoideas (M).

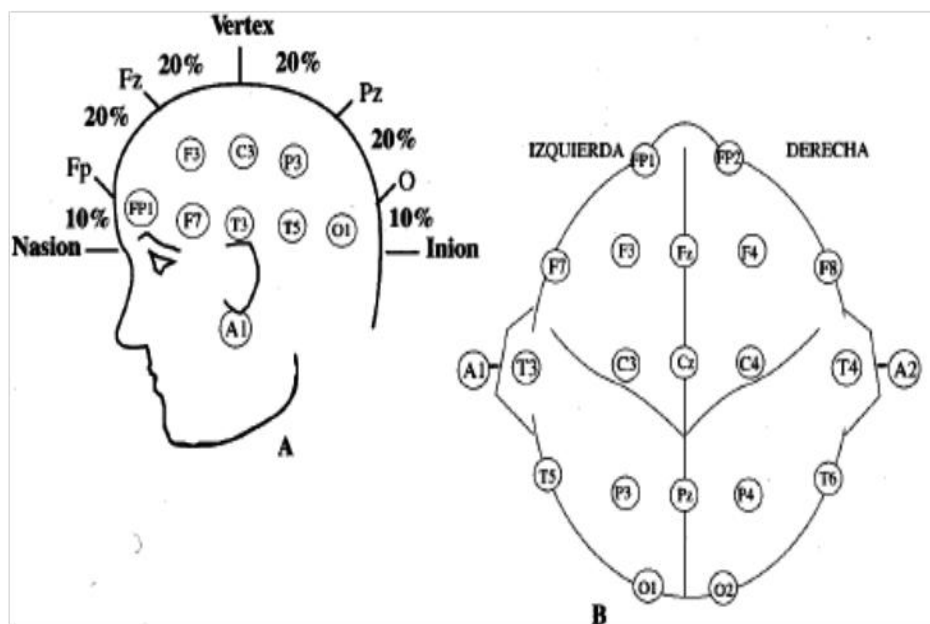


Figura 2.32.- Sistema de colocación de electrodos según versión europea.
A. Vista de perfil. B. Vista superior.

Capítulo 3

DESARROLLO DEL SISTEMA MÓVIL

3.1 Planteamiento general

Para poder desarrollar y realizar la implementación física de un sistema de monitoreo es importante realizar una división del sistema en subsistemas o etapas con la finalidad de resolver de manera eficiente cada una de ellas, es por ello que se decidió dividir al sistema general como se muestra en la figura 3.1.

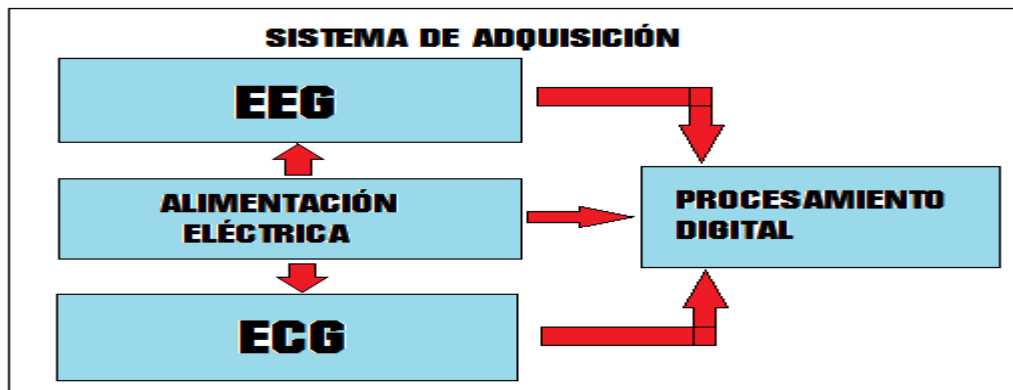


Figura 3.1.- etapas del sistema de monitoreo

Como se observa en la figura 3.1, se proponen dos subsistemas de adquisición (ECG y EEG), un subsistema de alimentación eléctrica que proporcionara energía a todos los subsistemas y un subsistema de procesamiento digital; cabe mencionar que cada uno de los subsistemas contendrá una serie de etapas que le ayudaran a realizar la tarea correspondiente y que a continuación se describen:

EEG: este subsistema se encargará de realizar la adquisición de la actividad eléctrica del cerebro (parte frontal puntos P7, FP1, FP2, P8).

ECG: este subsistema se encargará de realizar la adquisición de la actividad eléctrica del corazón, mediante la configuración del triangulo de Eithoven.

ALIMENTACIÓN ELÉCTRICA: este subsistema se encargará de proporcionar energía eléctrica a todos los subsistemas (EEG, ECG, Procesamiento Digital).

PROCESAMIENTO DIGITAL: este subsistema se encarga de adquirir las señales correspondientes de EEG y ECG, procesarlas y guardarlas en un dispositivo de almacenamiento digital externo.

3.2.- Planteamiento y desarrollo (Encefalografía EEG)

A partir del planteamiento general antes descrito, nos enfocamos en el desarrollo del subsistema de electroencefalografía, la subdivisión propuesta se muestra en la figura 3.2 en donde cada una de las etapas que constituyen al subsistema EEG (recuadros en color blanco) tendrán ciertas tareas secundarias que ayudaran a obtener el funcionamiento general deseado.

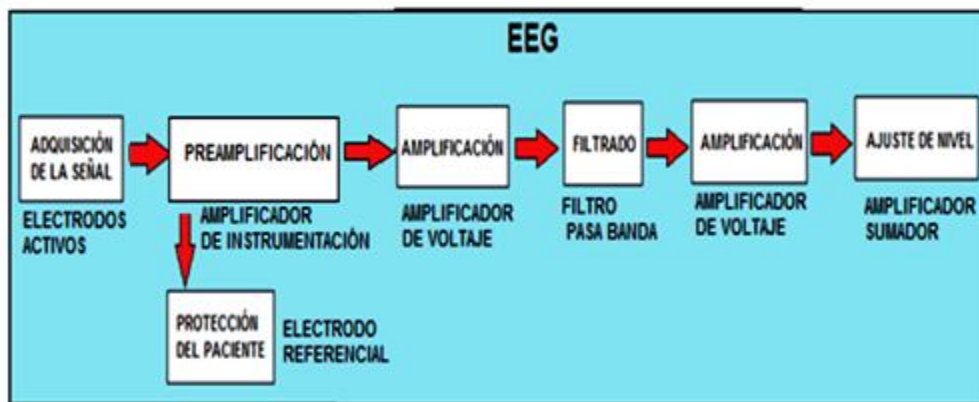


Figura 3.2.- Planteamiento analógico de la parte de encefalografía.

Una vez definidas las etapas que conformarán al subsistema EEG, procedemos a realizar el diseño y desarrollo de las mismas. Cabe mencionar que debido a la complejidad que tiene la adquisición de las señales de EEG (con niveles de voltaje de aproximadamente $1\mu V$), se decidió primero diseñar este subsistema; posteriormente se diseñara la parte correspondiente al subsistema ECG que se caracteriza por tener señales de niveles de milivoltios.

3.2.1.- Adquisición de la señal (Electrodos).

Para el acoplamiento de las señales bioeléctricas es necesario tener un elemento que realice la interface entre el cuerpo y el equipo de adquisición, el cual suele ser un electrodo. El electrodo es un medio por cual fluiría una corriente generalmente muy pequeña. El sistema Piel-Electrodo está compuesto por dos capas de tejido diferente pero firmemente unidos entre sí. La capa externa se denomina epidermis, formada por epitelio y no contiene vasos sanguíneos, la segunda capa es la dermis formada por tejido conectivo dispuesto irregularmente y contiene los vasos sanguíneos.

La composición de la dermis, desde el punto de vista eléctrico, presenta una baja impedancia al paso de corriente eléctrica. Todo lo contrario sucede con la epidermis, la cual presenta una elevada impedancia debido a que acumula células muertas, secreciones de sudor y grasa, lo que vuelve a la medición de una señal a través de la piel más compleja.

Por su parte los electrodos, tienen la función de convertir las corrientes iónicas que aparecen en los fluidos típicamente orgánicos en corrientes eléctricas que puedan ser medidas adecuadamente. El electrodo es un dispositivo metálico que se pone en contacto con la piel o con el medio interno del cuerpo; sin embargo, los problemas de alta impedancia al paso de la corriente eléctrica de la piel se han solucionado con la aplicación de una capa de gel electrolítico entre la piel y el electrodo, la cual ofrece un camino de baja impedancia entre el electrodo y la dermis, además de asegurar que el contacto eléctrico entre la piel sea correcto.

Las características de los electrodos dependen de diversos factores, entre los que podemos destacar la intensidad de la corriente que los atraviesa, la forma de onda de la señal captada, su frecuencia, etc. Se han establecido diferentes modelos eléctricos de los electrodos, incluyendo la interface entre electrodo y piel. En la figura 3.3, se muestra un circuito equivalente que incluye el electrodo, el contacto con el electrolito (gel), la epidermis y la capa dérmica más profunda.

Los generadores E_{he} y E_{se} representan la diferencia de potencial de la semicélula y de contacto con la piel. Los elementos R_d y C_d modelan la impedancia asociada con el electrodo y el contacto con el electrolito, así como los efectos de polarización. R_s representa la resistencia del electrolito. Por último, el paralelo $R_e C_e$ corresponde a la impedancia de la epidermis y R_u a la impedancia puramente resistiva que presenta la dermis.

La capacitancia C_d es básicamente la debida a la formación de una doble barrera de cargas en la interface entre electrodo y electrolito. Si se produce un movimiento del electrodo, la distribución de carga se modifica, produciendo una variación de la diferencia de potencial de la semicélula hasta que se alcanza de nuevo el equilibrio. Análogamente, al utilizar dos electrodos, si uno de ellos se mueve mientras el otro permanece en equilibrio, aparece una variación de la diferencia de potencial entre ellos. Estas variaciones son el origen de los artefactos (ruido) debidos al movimiento.

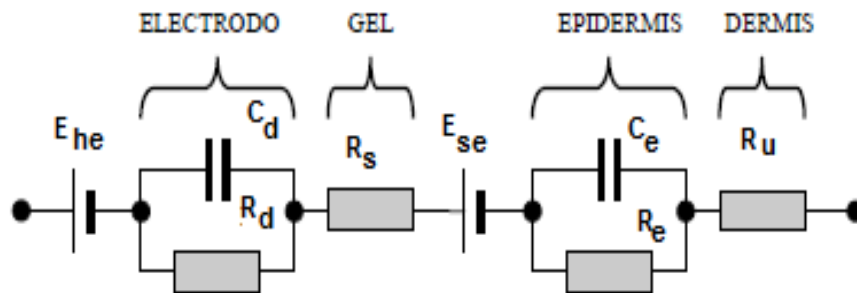


Figura 3.3.- Analogía eléctrica del contacto piel- electrodo.

Los electrodos para la captación de las señales de EEG deben ser capaces de generar suficiente potencial que permita el procesamiento de la señal adquirida, en la tabla 1 se muestra los potenciales de los electrodos de diferentes tipos de materiales. Para efectos de estándares el potencial del electrodo es valorado con respecto a la diferencia de potencial existente entre ese electrodo y el electrodo hidrogeno en condiciones normales.

Material del electrodo	Potencial del electrodo (volts)
Aluminio +++ / Aluminio	-1.66
Titanio ++ / Titanio	-1.63
Cromio +++ / Cromio	-0.7
Hierro +++ / Hierro	-0.44
Níquel ++ / Níquel	-0.14
Plomo ++ / Plomo	-0.13
Hidrógeno + / Hidrógeno	0
Cobre ++ / Cobre	+0.34
Cobre + / Cobre	+0.52
Plata + /Plata	+0.80
Platino ++ / Platino	+1.2
Oro + / Oro	+1.7

Tabla 1.- Potenciales en electrodos en diferentes materiales

Para la selección adecuada de los transductores en la obtención de la señal eléctrica del cerebro se debe buscar un electrodo con las siguientes características:

- * Buena conductividad eléctrica
- * Baja impedancia de polarización.

Debido a que las señales del cerebro son del orden de los microvolts y que la distancia que tiene que recorrer hasta llegar al sistema de adquisición suele ser larga, y si además tomamos en cuenta que nuestro sistema estará inmerso en diversas fuentes de ruido ambiental; se propone implementar electrodos activos. Este tipo de electrodos son útiles en sistemas móviles debido a que realizan una amplificación local mediante un amplificador operacional, consiguiendo que la señal de EEG sea enviada al sistema de adquisición con una mejor amplitud y con ello evitar que sea afectada con el ruido ambiental.

Para la construcción de los electrodos activos se escogieron los electrodos de cloruro de plata A_g/A_gCl debido a que en comparación con los electrodos de plata pura u oro son más económicos y comerciales. Sin embargo, de todo el electrodo solo nos interesa el electrolito como se muestra en la figura 3.4; debido a que este se fijará al amplificador operacional y en cada uso del sistema de adquisición se le aplicara gel conductivo,



Figura 3.4.- Extracción del electrolito de un electrodo Ag/AgCl

Además de la elección de los electrodos, la elección del amplificador operacional es muy importante, dado que este tiene que poseer las siguientes características; bajo ruido, buena precisión, capaz de adquirir señales del orden de microvolts, tener un alto nivel de rechazo al modo común, además de poder trabajar con una alimentación mínima de 3 volts de corriente directa. Es por estas razones que se propone el amplificador operacional OP27 que posee las siguientes características:

- * Bajo nivel de offset ($10\mu\text{V}$)
- * Bajo voltaje de ruido de entrada (nV)
- * Un CMRR de 117 dB
- * Voltaje de alimentación: $+3\text{Vmin} \sim +15\text{Vmax}$

Para la implementación del circuito de amplificación se utiliza el amplificador OP27 en la configuración de amplificador de señal, y se propone una ganancia de 10 veces, que se realizara conforme lo establece la siguiente ecuación:

$$\text{Ganancia} = \frac{R_2}{R_1} + 1 = \frac{100\text{K}\Omega}{11\text{K}\Omega} + 1 = 10 \quad (1)$$

Finalmente el circuito a construir se muestra en la siguiente figura.

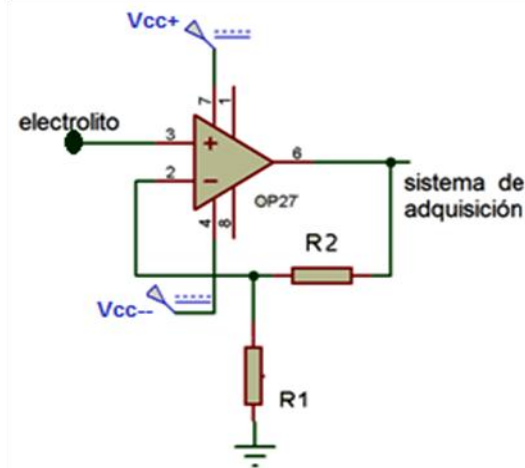


Figura 3.5.- Circuito de electrodo activo

Como se observa en la figura 3.5, se requiere alimentar al amplificador operacional mediante una fuente de voltaje simétrica; es decir, con voltaje positivo y negativo de corriente directa de la misma magnitud. La conexión a tierra es de la fuente de alimentación.

En cuanto al montaje de los electrodos, se debe tomar en consideración la configuración del sistema 10-20 explicado en el capítulo 2. En este caso se toma un registro bipolar y se plantea la siguiente configuración:

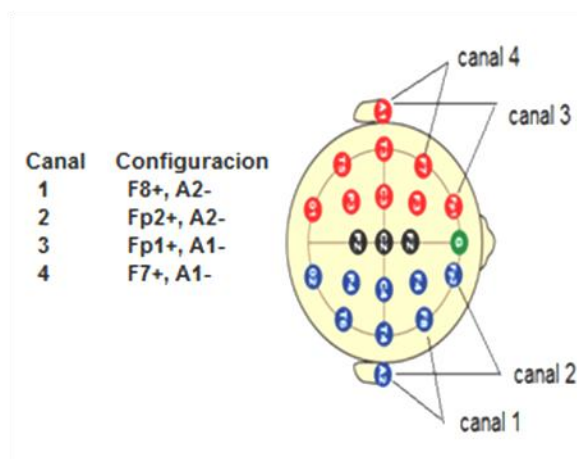


Figura 3.6.- Montaje de los electrodos.

Al momento de colocar el electrodo activo en la posición correspondiente, se aplica un poco de gel electrolítico (Ten20) y se fija el electrodo a la piel procurando un buen acoplamiento.

3.2.2.-Pre amplificación (Amplificador de instrumentación).

Una vez solucionado el problema del acoplamiento de impedancias, se propone una estructura de amplificadores operacionales que comúnmente llamamos “amplificador de instrumentación”, que permita tener una alta impedancia de entrada y un alto rechazo a las señales en modo común (CMRR). Si bien el amplificador de instrumentación se puede construir a base de componentes discretos con operacionales o también se puede encontrar encapsulado; en este caso se seleccionó la opción encapsulada, mediante el dispositivo AD620AN, ver figura 3.7; debido a que su esquema interno difiere del amplificador operacional clásico debido a que este amplificador está formado por transistores en la entrada que proporcionan una entrada diferencial de alta precisión debido a lazo de retroalimentación que existe entre el transistor, amplificador y la resistencia de realimentación; además mantiene la corriente de colector constante de los dispositivos de entrada (transistores) y con su tercer operacional interno permite eliminar cualquier señal en modo común.

Cabe mencionar que las dos resistencias de beneficio internas, han sido ajustadas a un valor absoluto de 24.7k, lo cual nos permite programar la ganancia con una sola resistencia externa y obtener una ganancia máxima de 1000.

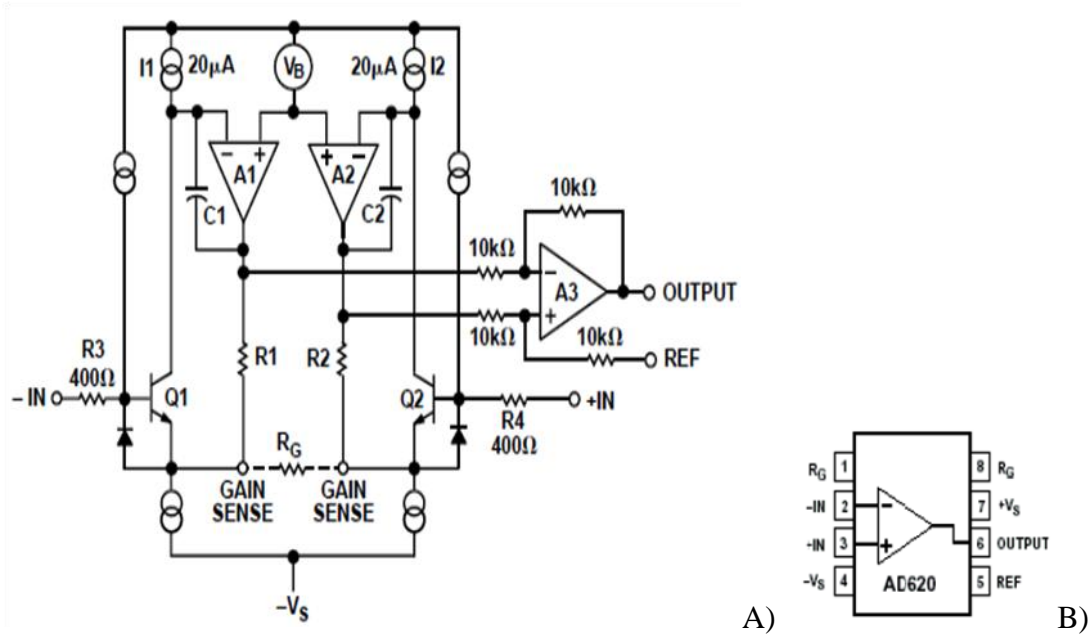


Figura 3.7.- A) Configuración interna del AD620AN, B) Circuito físico

Mediante la aplicación de la ecuación 2 y tomando en cuenta solo la magnitud de la ganancia, se puede hallar la ganancia en modo diferencial mediante la ecuación 4, y si además tomamos en cuenta los valores de las resistencias de diseño del amplificador obtenemos la relación de la resistencia R_G como se muestra en la ecuación 5.

$$G_d = -\frac{R_3}{R_2} \left(1 + \frac{2R_1}{R_G} \right) \quad (2)$$

$$G_d = -\frac{10K}{10K} \left(1 + \frac{2 * 24.7K\Omega}{R_G} \right) \quad (3)$$

$$G = \left(1 + \frac{2 * 24.7K\Omega}{R_G} \right) \quad (4)$$

$$R_G = \left(\frac{49.4K\Omega}{G - 1} \right) \quad (5)$$

En esta etapa se propone una ganancia de 500 y mediante el uso de la ecuación 5, se obtiene un valor de 98.997Ω , cuyo valor comercial se aproxima a 100Ω ; recalculando la ganancia con el valor comercial, se obtiene una ganancia de 495 veces, siendo esta la ganancia que producirá el amplificador de instrumentación.

$$R_G = \left(\frac{49.4K\Omega}{500 - 1} \right) = 98.99\Omega \quad (6)$$

$$G = \left(1 + \frac{49.4K\Omega}{100} \right) = 495 \quad (7)$$

A continuación en la figura 3.8, se detalla la conexión del circuito implementado con el AD620AN con la resistencia de ganancia del amplificador de instrumentación.

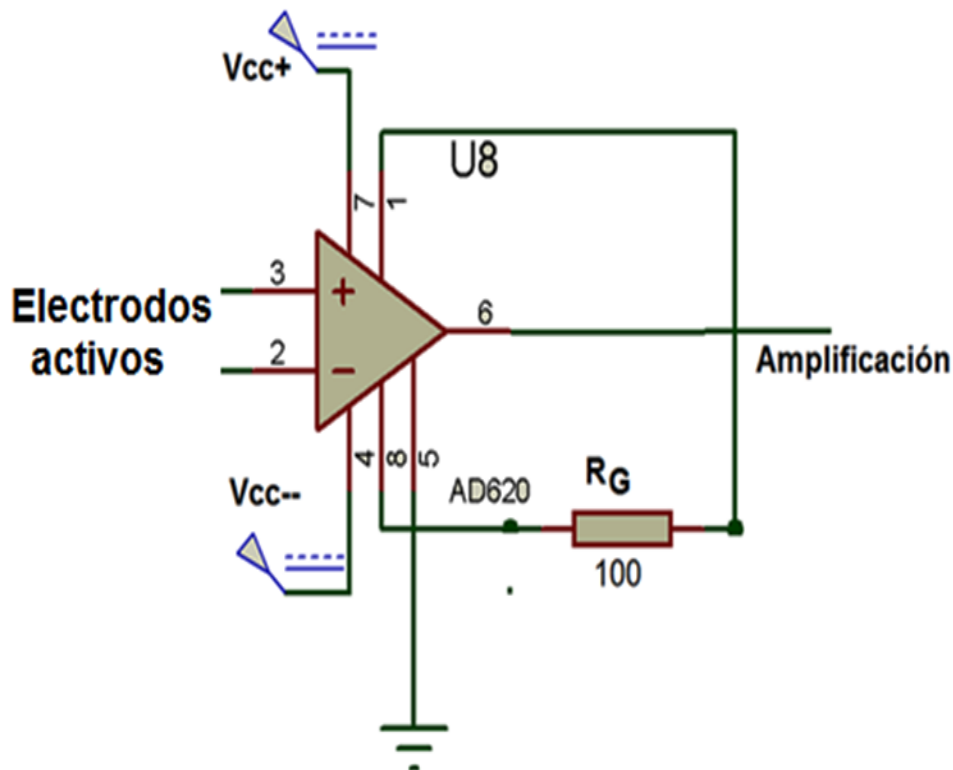


Figura 3.8.- Configuración del amplificador de instrumentación

Ahora calculamos el CMRR correspondiente, mediante los valores de las resistencias internas y la resistencia de ganancia.

$R_1 = 24.7K\Omega$, $R_3 = R_2 = 10K\Omega$ y $R_G = 100\Omega$ sustituidos en la siguiente ecuación:

$G_d = 495$ y $G_{mc} \ll 1$ (en este caso para este amplificador la $G_{mc} = 0.00015$)

$$CMRR_{dB} = 20\log_{10}\left(\frac{G_d}{G_{mc}}\right) \quad (8)$$

$$CMRR_{dB} = 20\log_{10}\left(\frac{495}{0.00015}\right) = 130dB \quad (9)$$

Por lo tanto, se concluye que el factor de rechazo al modo común del amplificador con esta ganancia es de 130dB.

3.2.3.- Protección del paciente con electrodo referencial

El electrodo de referencia es usado para dos cosas: la primera es para elevar el CMRR del amplificador de instrumentación, para eso se implementa un divisor de tensión con dos resistencias de $2.2K\Omega$ y se conecta en paralelo con la resistencia R_G (esto no cambia el valor de la resistencia de ganancia debido a que conforme la ecuación 10), se toma la señal del divisor de tensión implementado; este método además de reducir el ruido también reduce el offset de corriente directa presente en el sistema. Por otra parte, el electrodo de referencia es usado para proteger al paciente de cualquier corriente de fuga que pueda producir el circuito; este electrodo se conecta en la posición O de acuerdo a la configuración 10-20, que se muestra en la figura 3.9.

$$R_G = \left(\frac{1}{\frac{1}{100\Omega} + \frac{1}{2.2K\Omega + 2.2K\Omega}} \right) = 97.97\Omega \quad (10)$$

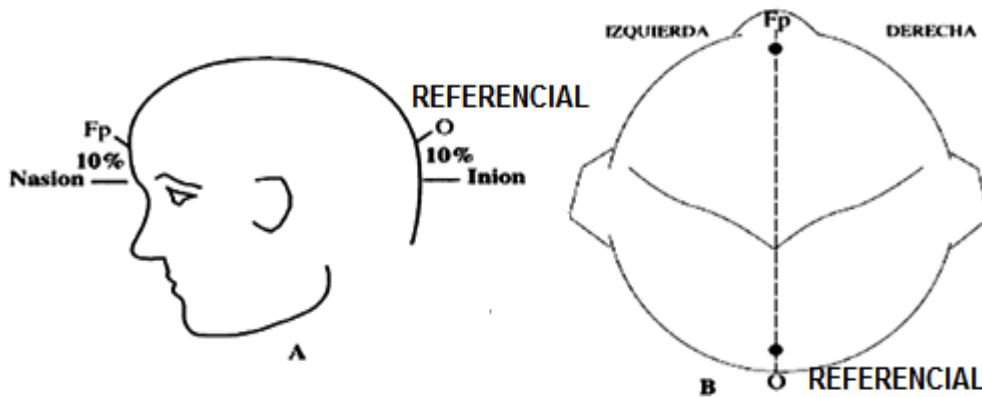


Figura 3.9.- Colocación del electrodo referencial en el cuerpo.

En la figura 3.10 se observa el circuito implementado para la conexión del electrodo referencial, con un amplificador operacional LT1014.

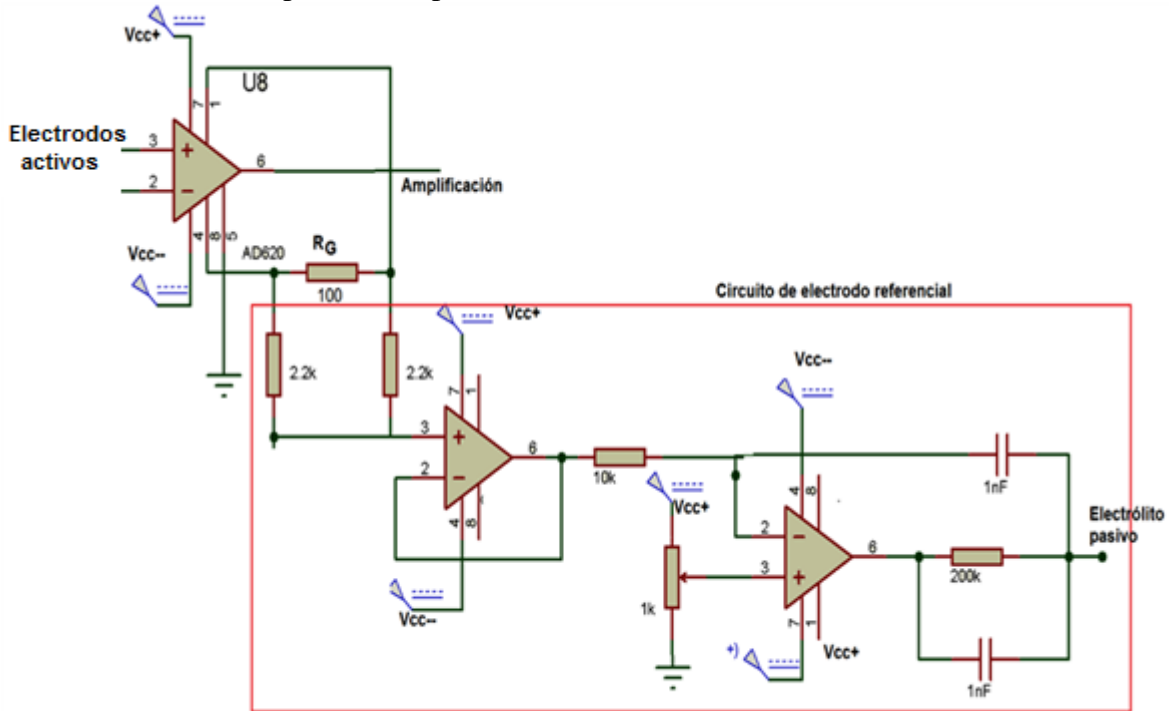


Figura 3.10.- Conexión del electrodo referencial

3.2.4.- Amplificación

Una vez adquirida la señal de EEG por medio de los electrodos activos y pre amplificada; es necesario hacer una amplificación mayor a la señal, con el objetivo de que en la etapa de filtrado la señal no sufra una atenuación. Hay que recordar que la señal original de EEG se encuentra en niveles de voltaje de 1 microvolts pico pico aproximadamente y a la salida de la pre amplificación tendríamos entre 4.95 milivolts pico pico. Es por esta razón que se decide implementar un amplificador operacional en configuración de amplificador no inversor con una ganancia variable desde 1 hasta 100; sin embargo se configura una ganancia de 10 para que a la salida tengamos una ganancia total de 49500. Conforme las ecuaciones 11 y 12 podemos configurar la ganancia deseada en el circuito.

$$V_{salida} = 1 + \left(\frac{R_f}{R_i}\right) * V_{entrada} \quad (11)$$

$$Ganancia = 1 + \left(\frac{100K\Omega}{11K\Omega}\right) = 10 \quad (12)$$

El circuito implementado es el siguiente:

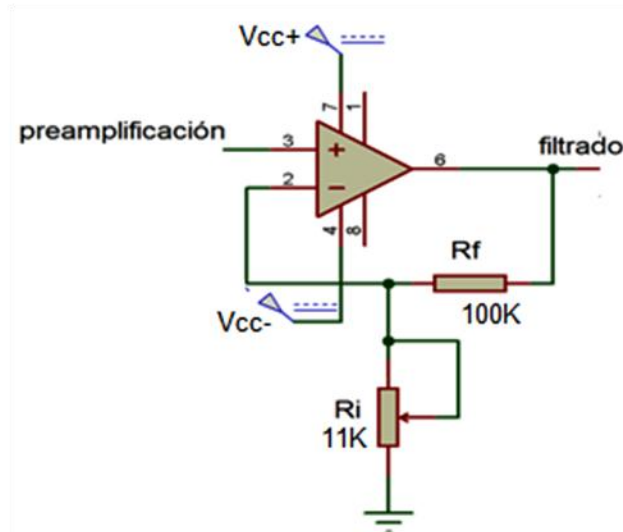


Figura 3.11.- Circuito amplificador de señal

En la figura 3.11 podemos observar que mediante el potenciómetro R_i podemos variar el valor de la ganancia si es necesario, pero en este caso se configuro con un valor de $11K\Omega$. El circuito implementado para esta etapa fue construido por medio del amplificador operacional LT1014CN.

3.2.5.- Filtrado

Una de las partes más importantes en el acondicionamiento de la señal EEG es el filtrado, esto debido a que la señal amplificada en la etapa anterior se encuentra mezclada con componentes frecuenciales de la señal ECG, respiración, movimientos de la cara y principalmente componentes frecuenciales de señales ambientales (como la señal eléctrica (60 Hz.), señales de comunicación (altas frecuencias)). Es por esta razón que para tener un registro claro y preciso de un EEG es necesario filtrar la señal de tal manera que podamos eliminar los componentes frecuenciales indeseados. Como se menciono anteriormente, la señal de EEG tiene componentes relevantes entre los 0.15Hz y 20Hz, por lo tanto es necesario la implementación de un filtro con un ancho de banda que solo permita pasar las señales que se encuentren en este intervalo (0.15Hz ~ 20 Hz).

Una vez revisada previamente la teoría correspondiente a los filtros (ver anexo 6.2); procedemos a realizar el diseño de nuestro filtro, recordando las frecuencias de corte superior e inferior que debe de tener nuestro filtro pasa banda ($F_{c_{inf}} = 0.15 \text{ Hz}$ y $F_{c_{sup}} = 20 \text{ Hz}$); dicho filtro pasa banda se diseñara a partir de dos etapas, la primera conformada

por filtros pasa altas con frecuencia de corte de 0.15Hz y la segunda por un filtro pasa bajas con frecuencia de corte de 20 Hz.

Para el diseño e implementación de la primera etapa de nuestro filtro (filtro pasa altas), haremos uso de un filtro del tipo pasivo de primer orden como el que se observa en la figura 3.12. Se eligió implementar este tipo de filtro, debido a que podemos implementarlo de manera fácil, sus componentes son muy económicos, además tiene una respuesta aproximada a la función ideal en bajas frecuencias.

La frecuencia de corte de este filtro está dada por:

$$F_c = \frac{1}{2 * \pi * R * C} \quad (13)$$

A partir de la formula 13, se puede calcular el valor de los dos componentes (resistencia y condensador); pero como sabemos la frecuencia de corte y proponemos un valor de 1 μ F para el condensador ó capacitor solo nos queda calcular el valor de la resistencia.

$$R = \frac{1}{2 * \pi * F_c * C} = \frac{1}{2 * \pi * 1 * 10^{-6} * 0.15} \quad (14)$$

De acuerdo al valor calculado de la resistencia, se propone una resistencia de valor comercial de 1M Ω , por lo que el circuito del filtro pasa altas nos queda de la siguiente manera:

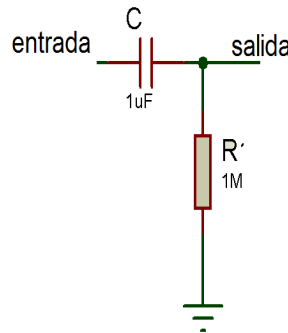


Figura 3.12.- Filtro pasa altas de primer orden pasivo

Es importante mencionar que en cada una de las etapas de amplificación se suma una componente de voltaje continuo a la señal de EEG, debido principalmente a la polarización de los electrodos y al offset de los amplificadores operacionales implementados; esta componente de corriente directa provoca que en las etapas subsiguientes los amplificadores operacionales se saturen y ocasionen un inadecuado funcionamiento del circuito; por lo que es necesario implementar este tipo de filtros después de cada etapa de ganancia.

Para el diseño de la segunda etapa (filtro pasa bajas), nos apoyaremos del programa de diseño de filtros “Filter Pro Desktop” de la compañía Texas Instrument. Este programa nos brinda la opción de poder seleccionar el tipo de filtro que deseamos diseñar (pasa bajas, pasa altas, pasa banda, elimina banda y filtros alipas), además podemos ajustar los parámetros de diseño (frecuencia de corte, ganancia, nivel de rizo de sobrepaso, el orden del filtro), de la misma manera podemos seleccionar la configuración de diseño (Bessel, Buttherworth, Chebyshev, etc.). En este caso se diseña el filtro pasa bajas al mismo tiempo que explican algunos aspectos de las ventanas de diseño del programa; en la primera ventana se selecciona un filtro pasa bajas.

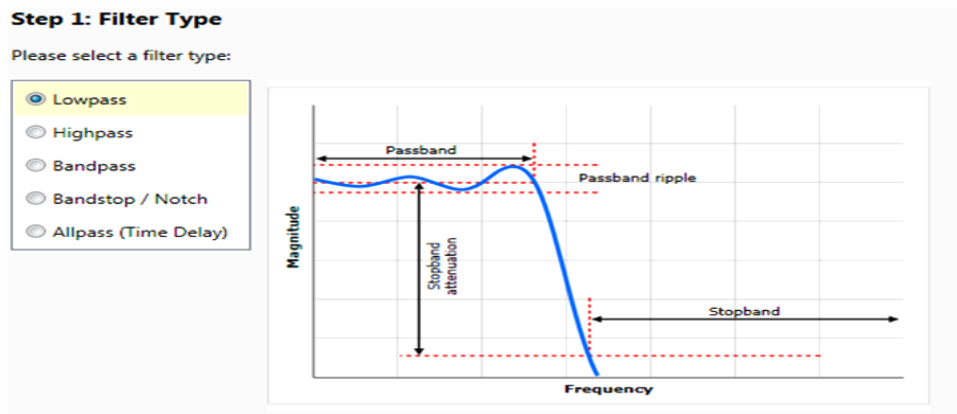


Figura 3.13.- Selección del filtro pasa bajas mediante “Filter Pro”

Una vez seleccionado el tipo de filtro, en la siguiente ventana del programa, ajustamos los parámetros principales del filtro: una ganancia unitaria (aunque se puede elegir una ganancia entre 1 y 1000), definimos una frecuencia de corte de 20Hz; seleccionamos un rizo en la banda de paso de 0.5 dB (se puede seleccionar cualquier valor menor a 3dB), finalmente definimos un filtro de 4° orden (podemos seleccionar desde orden de 1 hasta 10).



Figura 3.14.- Ajuste de los parámetros principales del filtro

Definidos los parámetros de nuestro filtro pasa bajas, en la siguiente ventana a seleccionamos una respuesta del tipo Butterworth y una grafica respecto de la ganancia (V/V); aunque se puede elegir el tipo de respuesta chebyshev, bessel, butterworth, gaussiano y lineal.

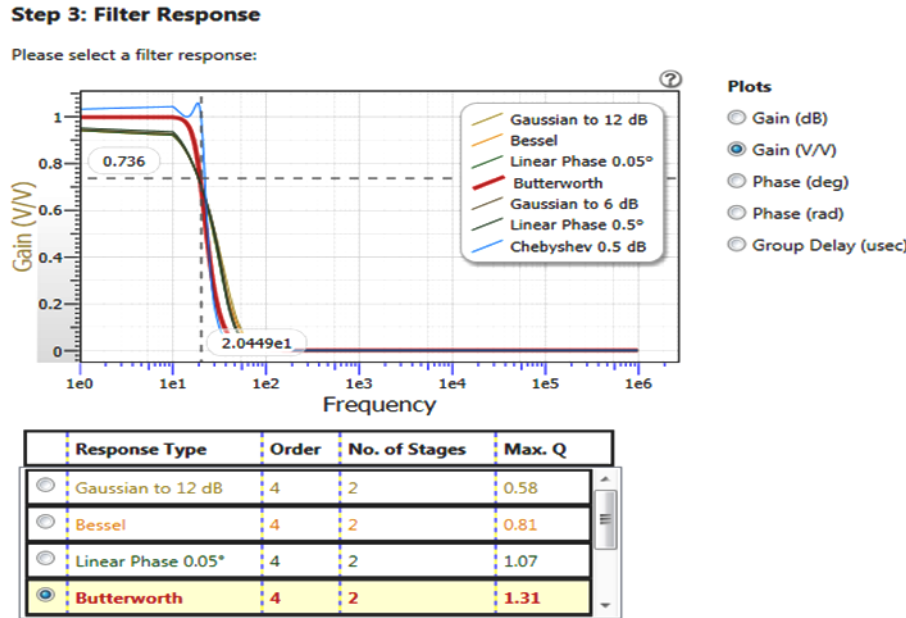


Figura 3.15.- Respuesta del filtro pasa bajas

Por otra parte; en la figura 3.16 que corresponde a la ventana 3 del programa se puede observar el comportamiento del filtro seleccionado. En el cruce de las líneas de seguimiento (líneas punteadas) se ubico la frecuencia de corte de 20 Hz y se obtuvo un valor de ganancia de 0.736 que corresponde a una atenuación de -3db.

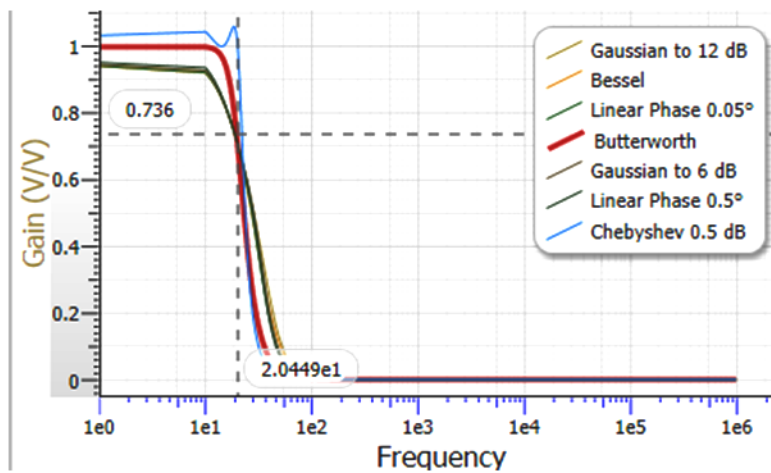


Figura 3.16.- Atenuación de filtro pasa bajas en la frecuencia de corte.

En la última ventana de diseño del programa, ver figura 3.17, seleccionamos el tipo de configuración Sallen Key (aunque se puede seleccionar: múltiple feedback simple, Sallen Key, múltiple feedback diferencial); cabe mencionar que cada una de las configuraciones tiene sus ventajas y desventajas dependiendo de la aplicación que necesitemos.

Step 4: Filter Topology

Please select a filter topology:

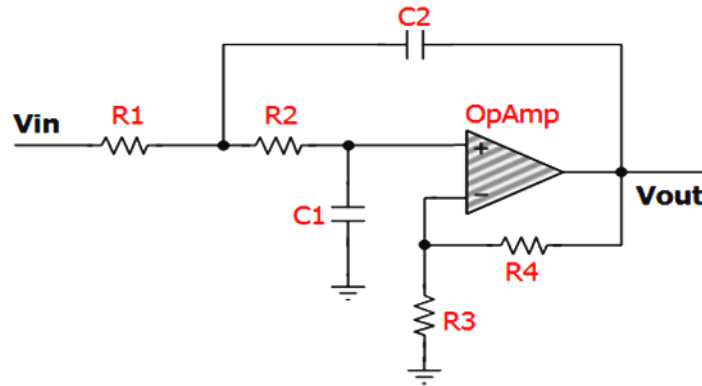
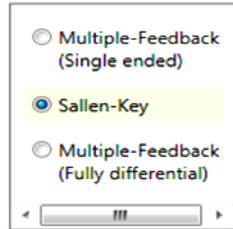


Figura 3.17.- Selección del tipo de configuración

Una vez que diseñamos el filtro durante las cuatro ventanas del programa, el programa finalmente nos presenta en la ventana principal, ver figura 3.18, la configuración del filtro con los parámetros deseados, anexando los datos de cada una de las etapas que componen al filtro; además nos muestra las graficas correspondientes al comportamiento de la ganancia y fase respecto de la frecuencia. Otra de las ventajas de usar el programa, es la de poder elegir la calidad de la resistencia (porcentaje de tolerancia de error) y la calidad de los condensadores (porcentaje de tolerancia de error); en este caso para nuestro filtro elegimos resistencias con un porcentaje de error del 5% y condensadores con un porcentaje de error de 2%.

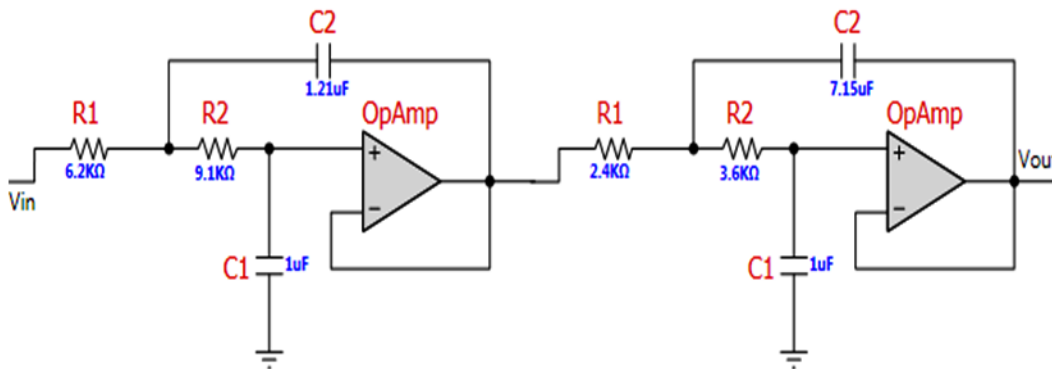


Figura 3.18.- Diseño final del filtro pasa bajas

Finalmente implementamos el circuito de ambos filtros (pasa altas y pasa bajas) como se muestra en la figura 3.19, para poder realizar las pruebas correspondientes.

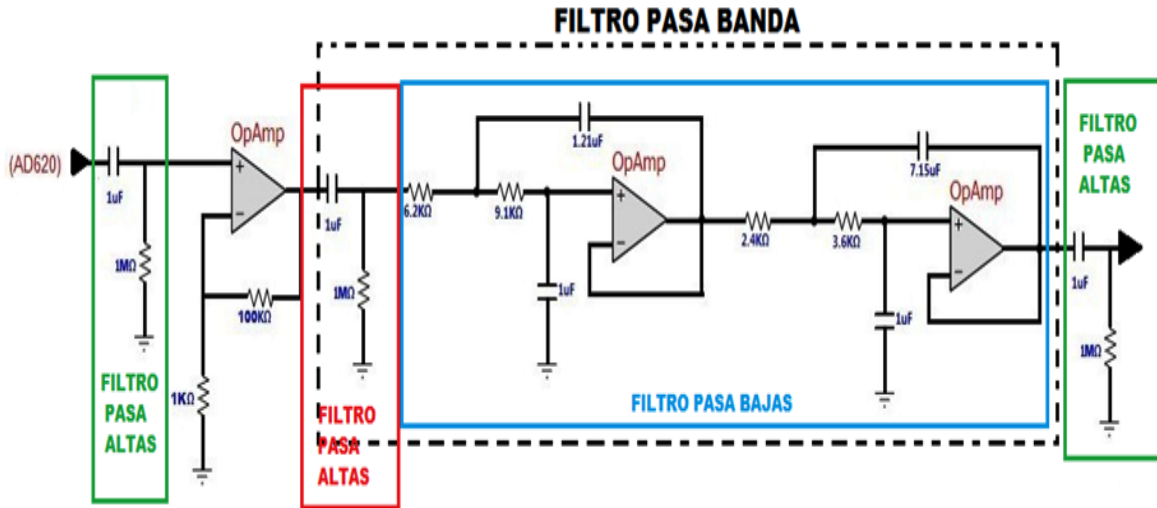


Figura 3.19.- Circuito final del filtro pasa banda con un intervalo de 0.15 Hz a 20 Hz.

Hay que hacer mención que en el circuito de la figura 3.19, se implemento un filtro pasa altas después de cada una de las etapas de amplificación de la señal como se menciona durante el diseño del filtro pasa altas; además el tipo de amplificador operacional implementado para esta etapa es del tipo LT1014.

3.2.6.- Segunda amplificación

Una vez que filtramos la señal de EEG; es necesario hacer una segunda amplificación, con el objetivo de que en esta segunda etapa de amplificación la señal alcance un nivel óptimo para su adquisición en la etapa digital. Hay que recordar que la señal de EEG al inicio de la adquisición se encontraba en niveles de voltaje de 1 microvolts pico pico aproximadamente; con los electrodos activos se le brindo una ganancia de 10 y en la pre amplificación una ganancia de 495, por lo que a la salida obtendríamos alrededor de 5mV pico pico; posteriormente se le brindo una ganancia de 10 en la primera etapa de amplificación, por lo tanto se obtendrían alrededor de 49.5 milivolts pico pico.

Por esta razón se decide implementar otra etapa de amplificación igual a la implementada en la primera etapa de amplificación, donde se espera obtener una señal de EEG con un nivel de voltaje de aproximadamente 500 milivolts pico pico. Mediante la aplicación de las ecuaciones 11 y 12 se obtiene el valor de la ganancia deseada y el circuito implementado es el que se muestra en la figura 3.20.

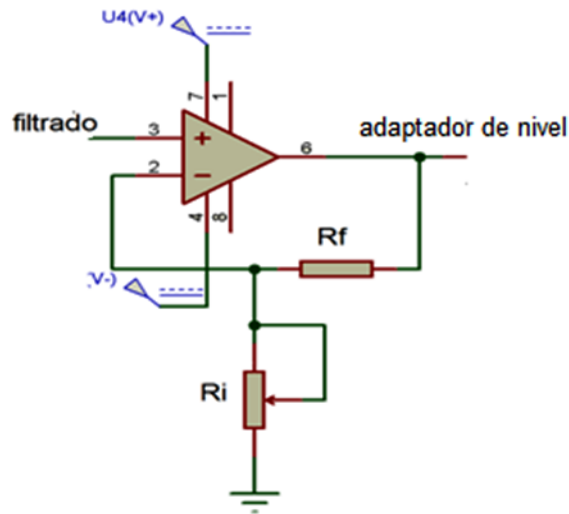


Figura 3.20.- Circuito amplificador de señal (segunda amplificación)

De nueva cuenta el tipo de amplificador operacional implementado para esta etapa es del tipo LT1014.

3.2.7.- Adaptador de nivel

Finalmente procedemos a implementar la etapa de adaptación de nivel TTL. En primer lugar hay que recordar que la señal de EEG oscila en niveles de voltaje positivo y negativo, con un nivel de referencia de 0 volts (tierra), por otra parte, hay que tomar en cuenta que las etapas de adquisición de señales analógicas (convertidores analógico-digital, ADC) de los microprocesadores y/o micro controladores comerciales no aceptan niveles negativos de voltaje. Por estas razones es necesario acondicionar nuestra señal de EEG para que oscile dentro de los niveles TTL (0V a 5V) con un nivel de referencia positivo.

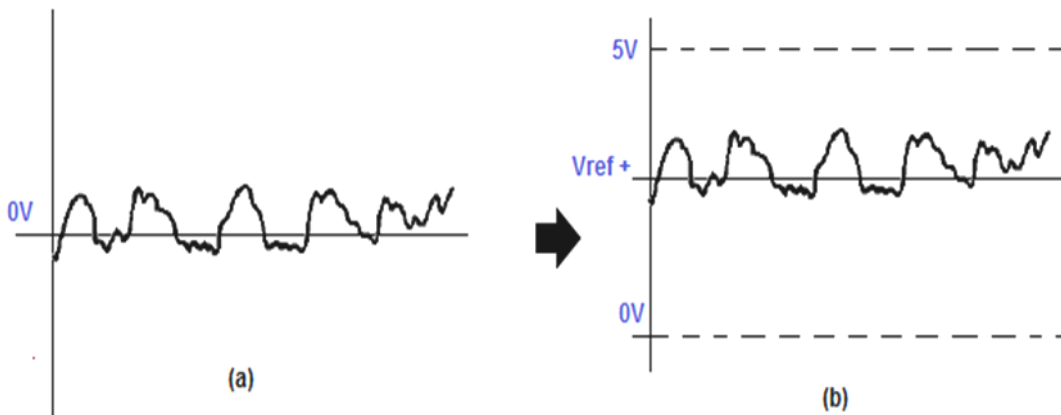


Figura 3.21.- a) señal EEG con referencia a tierra (0 Volts),
b) señal EEG con referencia positiva y dentro de los niveles TTL

Mediante la implementación de un amplificador operacional en configuración de sumador no inversor, podemos sumar dos o más señales ya sean de corriente directa, alterna ó ambas; además podemos darle cierta ganancia a una o a todas las señales a sumar. En este caso a nuestra señal le sumaremos el nuevo nivel de referencia positivo (señal de corriente directa), mediante un diodo zéner de 2.7 volts con una resistencia de $1k\Omega$ para estabilizar la tensión en 2.7 volts; además proponemos darle una nueva ganancia para poder obtener a la salida una señal de 2 volts pico-pico, mediante la implementación de resistencias de cierto valor. Para el cálculo de los valores de las resistencias, partiremos de la siguiente ecuación:

$$V_{salida} = \left(\frac{R_3}{R_1} V_{entrada} + \frac{R_3}{R_2} V_{offset} \right) * \frac{R_4 + R_5}{R_5} \quad (15)$$

Donde se propone:

$$R_3 = R_4 = R_5 = 10K\Omega \quad (16)$$

Sustituyendo el valor de las resistencias en la ecuación 29, tenemos:

$$V_{salida} = \left(\frac{10K\Omega}{R_1} V_{entrada} + \frac{10K\Omega}{R_2} V_{offset} \right) * \left(\frac{10K\Omega + 10K\Omega}{10K\Omega} \right) \quad (17)$$

$$V_{salida} = \left(\frac{10K\Omega}{R_1} V_{entrada} + \frac{10K\Omega}{R_2} V_{offset} \right) * (2) \quad (18)$$

Finalmente tenemos:

$$V_{salida} = \left(\frac{20K\Omega}{R_1} V_{entrada} + \frac{20K\Omega}{R_2} V_{offset} \right) \quad (19)$$

Utilizando la ecuación 19 calculamos los valores de las resistencias R_1 y R_2 ; como se menciono anteriormente se le propone darle una ganancia a la señal de EEG para que podamos obtener una señal promedio de 2 volts pico pico; por lo tanto si inicialmente teníamos una señal promedio de 500 milivolts, necesitamos darle una ganancia de 4 ($4*500$ milivolts pp = 2 volts pp). Si tomamos la parte que corresponde a la señal de entrada, podemos encontrar el valor de R_1 :

$$4 * V_{entrada} = \frac{20K\Omega}{R_1} V_{entrada} \quad (20)$$

$$R_1 = \frac{20K\Omega}{4} = 5 K\Omega \quad (21)$$

En este caso el valor obtenido del análisis para R_1 es: $5K\Omega$, pero como comercialmente no existe ese valor, proponemos un valor de $4.7K\Omega$; si volvemos a calcular el valor de la ganancia con el nuevo valor de R_1 obtenemos:

$$Ganancia = \frac{20K\Omega}{4.7K\Omega} = 4.255 K\Omega \quad (22)$$

Si ahora hacemos el análisis para R_2 tenemos:

$$1 * V_{offset} = \frac{20K\Omega}{R_2} V_{offset} \quad (23)$$

$$R_2 = \frac{20K\Omega}{1} = 20K\Omega \quad (24)$$

De nueva cuenta proponemos un valor de $22K\Omega$, ya que $20K\Omega$ no es un valor comercial.

$$Ganancia = \frac{20K\Omega}{22K\Omega} = 0.909 = 1 \quad (25)$$

Por último sustituyendo el valor de las ganancias en la ecuación 20 y obtenemos:

$$V_{salida} = (4.255 * V_{entrada} + 1 * V_{offset}) \quad (26)$$

Finalmente construimos el circuito con los valores calculados. El circuito se observa en la siguiente figura.

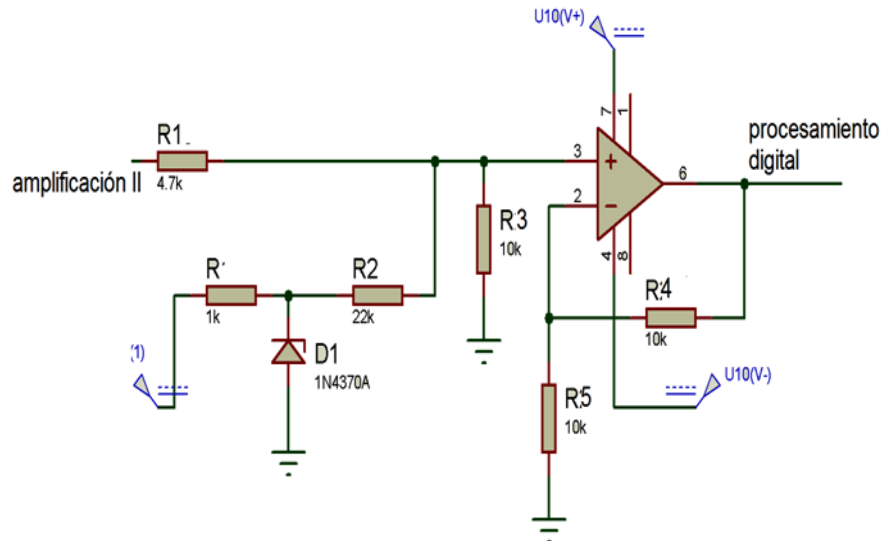


Figura 3.22.- Circuito adaptador de nivel TTL.

3.2.8.- Pruebas experimentales

Terminado el diseño de todas las etapas que constituyen nuestro sistema de adquisición de señal EEG, implementamos el circuito en una tabla de pruebas (proto board) para poder realizar las pruebas correspondientes y determinar su correcto funcionamiento.

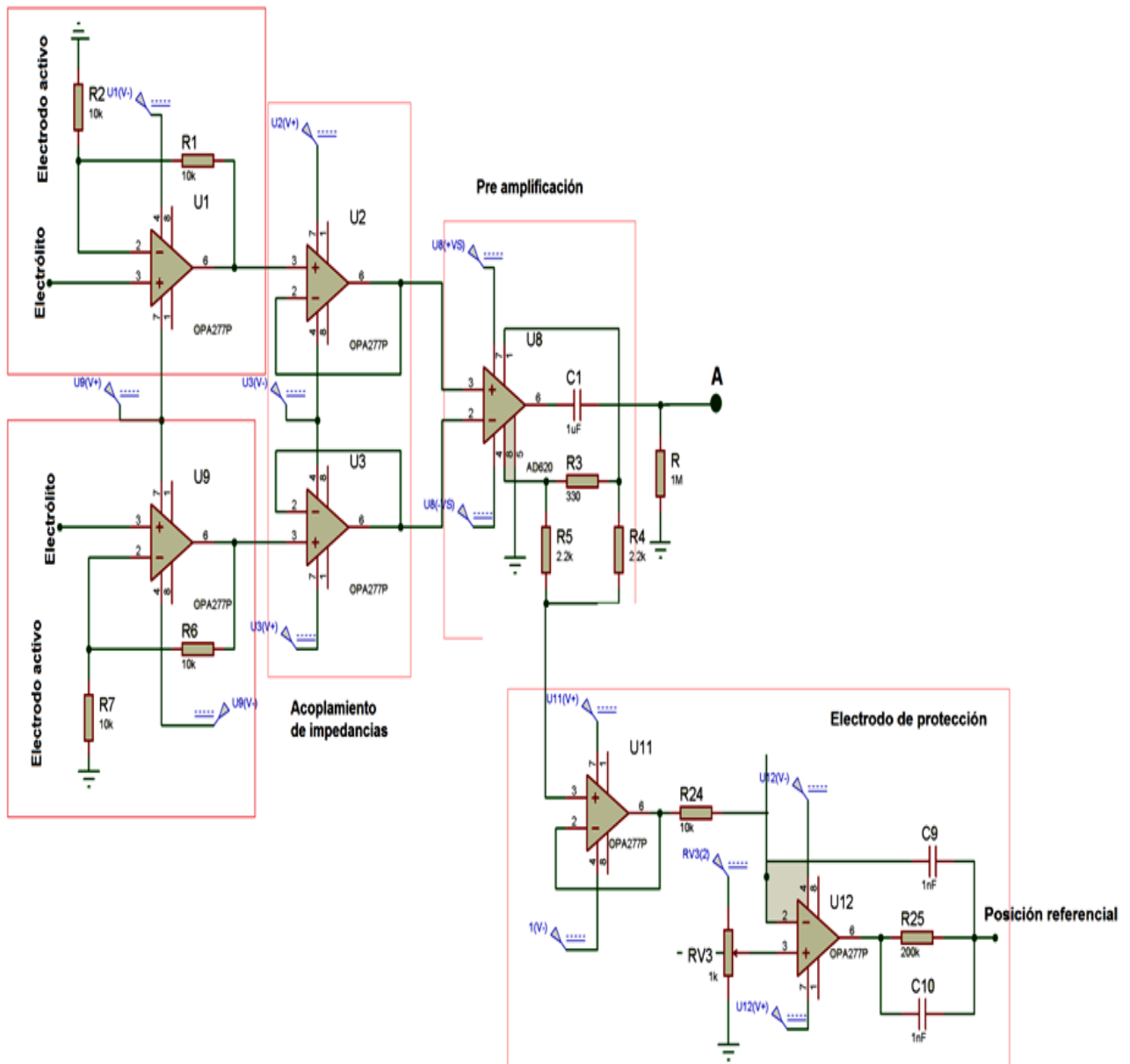


Figura 3.23 - Primera etapa del circuito final de adquisición EEG

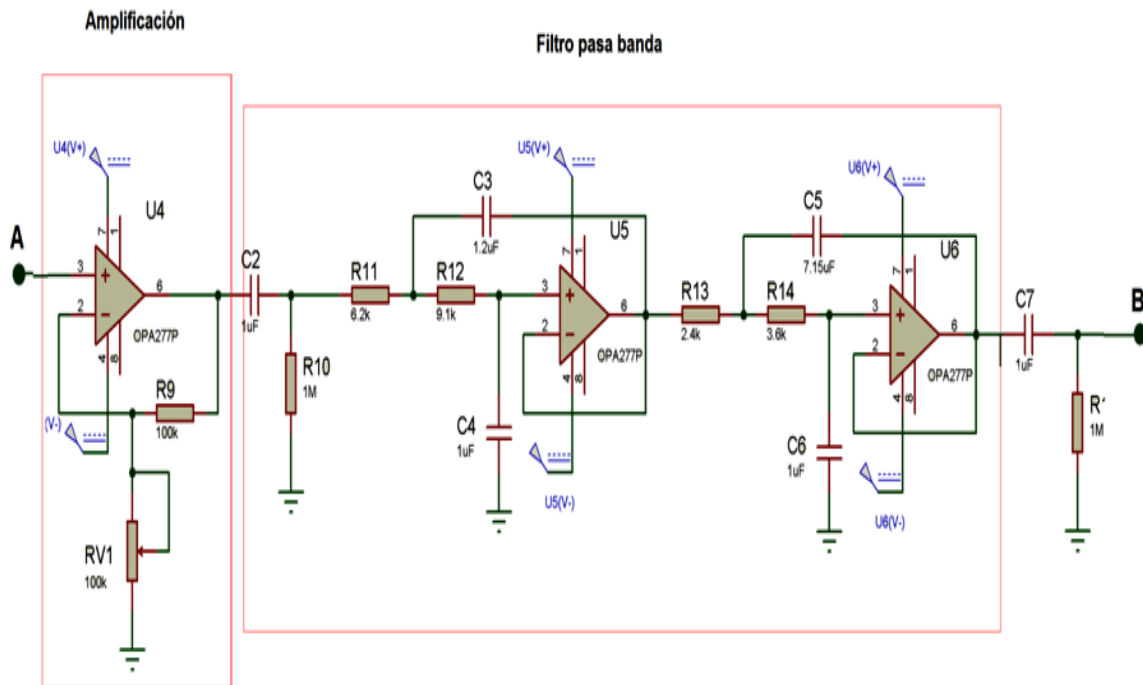


Figura 3.24.- Primera etapa del circuito final de adquisición EEG

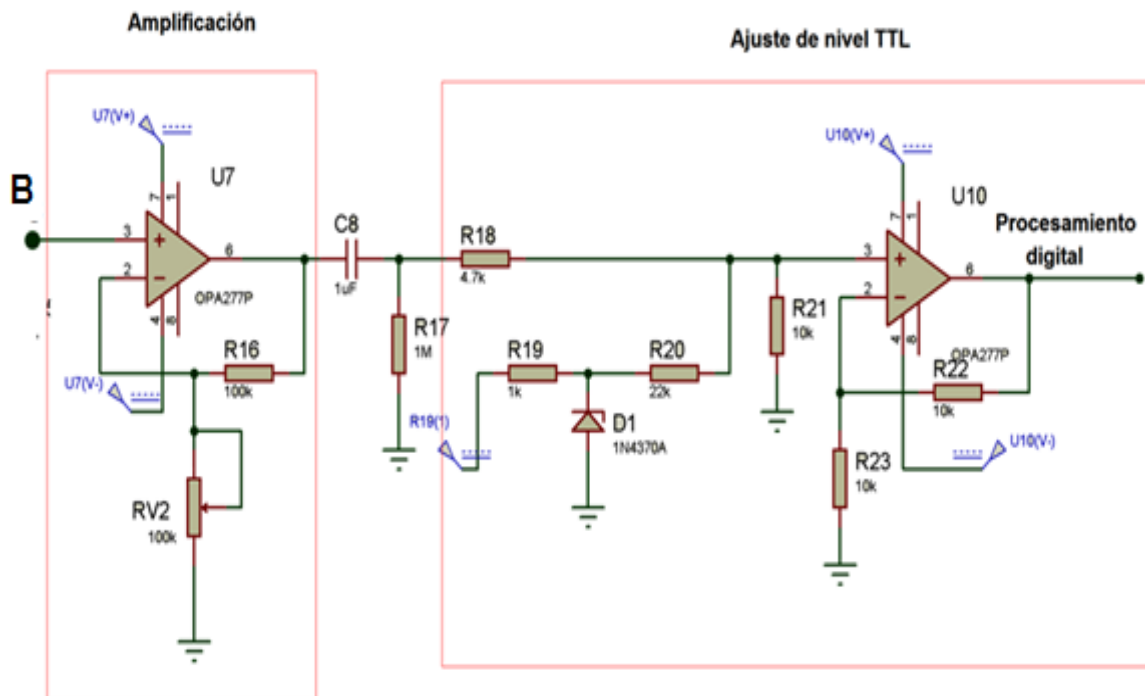


Figura 3.25.- Primera etapa del circuito final de adquisición EEG

Mediante la ayuda del software “PCB Layout”, se realizó el diseño del pcb del circuito de EEG, logrando implementar dos canales en una cara de una placa de 9 cm x 7 cm y los dos canales restantes quedarán en otra cara placa como se muestra en la siguiente figura.

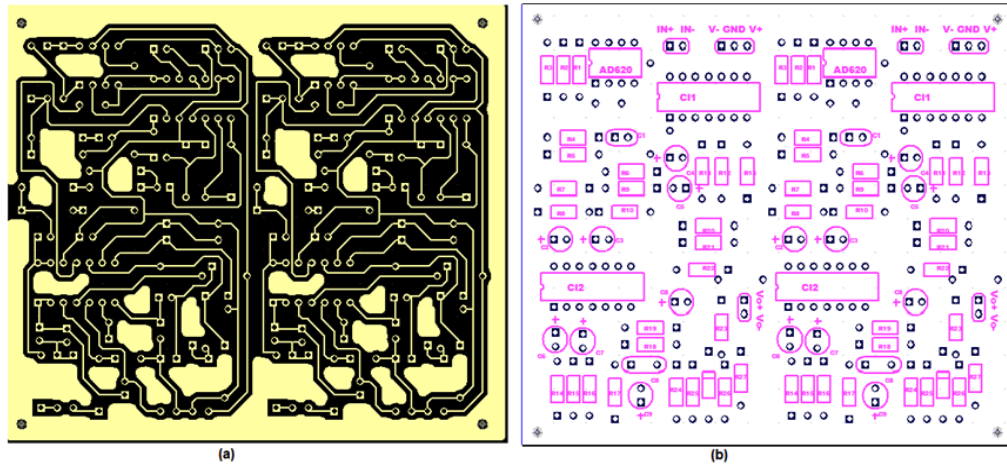


Figura 3.28.- Diseño del circuito impreso, a) vista inferior, b) vista superior

Teniendo la placa del circuito impreso, procedemos a colocar y soldar los componentes (resistencias, capacitores, circuitos integrados, borneras, etc), quedando finalmente el circuito como se muestra en la figura 3.29; para evitar que el circuito adquiera mas tamaño, se decidió no implementar conectores o borneras.

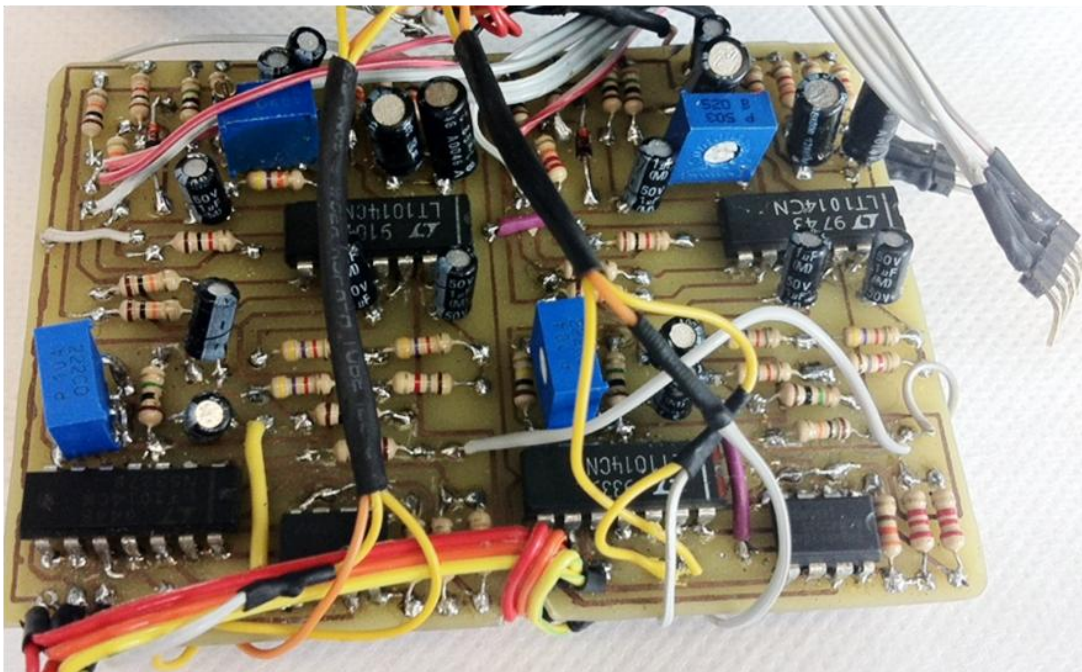


Figura 3.29.- Construcción final del circuito diseñado

Una vez que se tiene el circuito de EEG, realizamos el diseño de la diadema en la cual montaremos el circuito EEG. Mediante la implementación de tiras de plástico flexible podemos construir los brazos que fijaran a cada uno de los electrodos en la posición correspondiente al sistema 10-20 antes descrito. Finalmente, la diadema y el circuito quedan implementados de la siguiente manera:

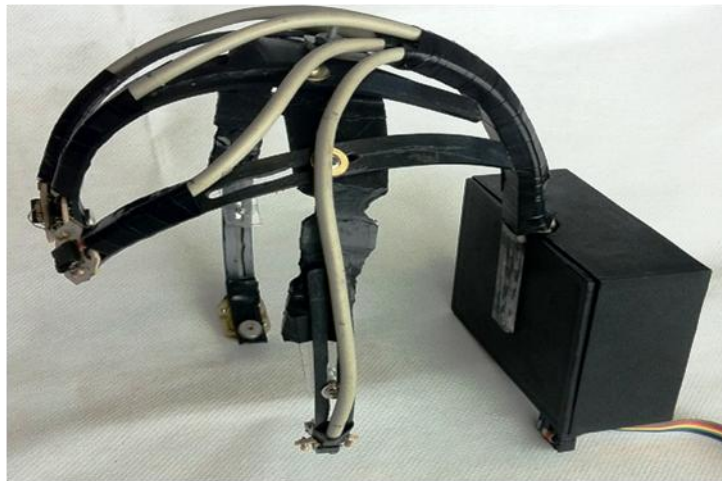


Figura 3.30.- Diadema EEG

De nueva cuenta se realizan las pruebas a los cuatro canales, pero ahora colocando los electrodos en la posición F7, FP1, FP2, F8; mediante un osciloscopio obtuvimos las señales que se observan en la siguiente figura.

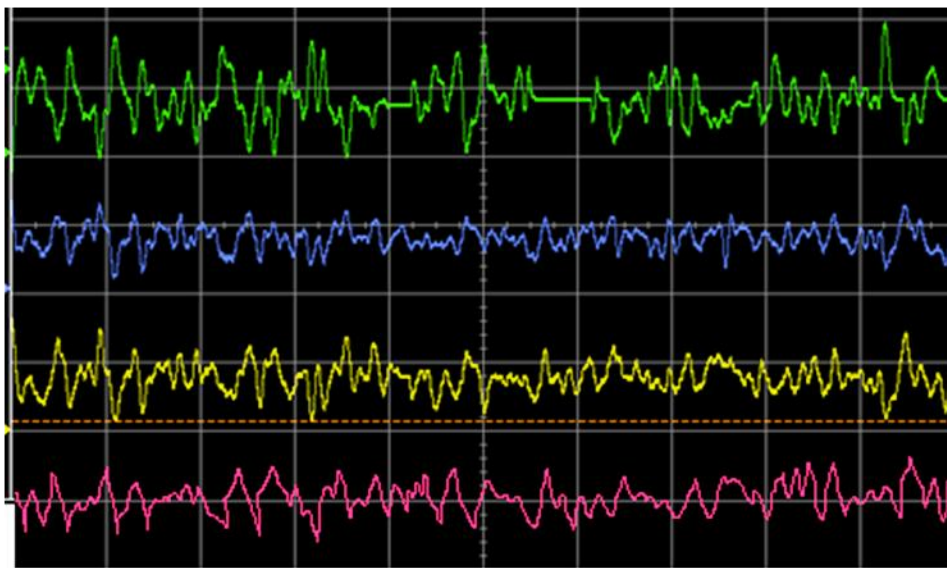


Figura 3.31.- Señal obtenida con el sistema de adquisición.

De acuerdo a la figura 3.31, la señal de color amarillo corresponde al canal F7, la señal de color verde corresponde al canal FP1, la señal de color azul corresponde al canal FP2 y la señal de color rosa corresponde al canal F8.

3.3.- Planteamiento y desarrollo (Electrocardiografía ECG).

Para el diseño del subsistema de adquisición de la señal de electrocardiografía (ECG), retomaremos del planteamiento general la parte correspondiente a la electrocardiografía; debajo de las etapas se observa la tarea que necesitamos resolver.

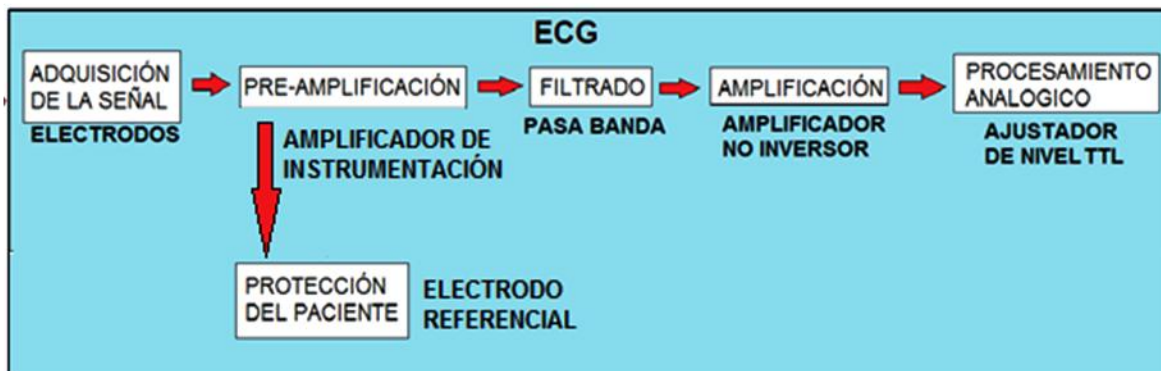


Figura 3.32.- Planteamiento analógico de la parte de electroencefalografía.

Hay que destacar que cada una de las etapas de este subsistema se parecen a las que se propusieron en el subsistema EEG, por lo tanto las resolveremos de la misma manera; salvo que cambiaran los valores de los componentes electrónicos de cada una de las etapas.

3.3.1.- Adquisición de la señal (Electrodos)

Al ser los electrodos el primer y principal elemento en la cadena de medición, la transducción de corrientes iónicas en corrientes eléctricas debe ser hecha con la mayor fidelidad posible y además no debe perturbar la señal a medir. Por lo que la impedancia debe ser lo más baja posible para reducir el efecto de carga de la etapa posterior de amplificación y minimizar el efecto de las interferencias de modo común que aparecen a la entrada.

Los más utilizados para la adquisición de señales electrocardiográficas son los electrodos superficiales, ver figura 3.33. Esta clase de electrodos no comprometen la integridad de la piel del paciente debido a que están formados por un anillo adhesivo de material flexible impregnado de un electrolito en estado líquido con un elemento activo de cloruro de plata ($Ag/AgCl$) para la adquisición de la señal.

El adhesivo evita la aparición de artefactos y de ruido en la señal, causada por la distorsión de las capas de carga del electrolito adyacentes al electrodo.

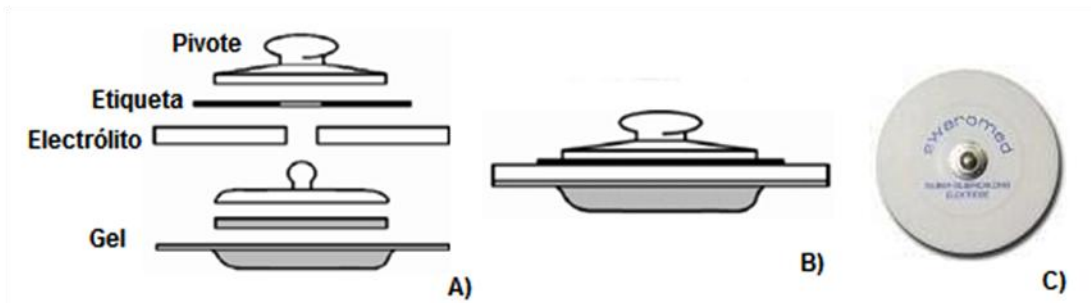


Figura 3.33.- electrodo de cloruro de plata (Ag/AgCl). A) Construcción B) Vista lateral C) Vista superior.

Para la elección de los cables, recordemos la importancia que tiene el que el cable no se comporte como antena receptiva para las diferentes señales que se encuentran en nuestro entorno; por esta razón que se eligieron los cables para señales bioeléctricas ECG, los cuales cuentan con una red blindaje a lo largo del cable.



Figura 3.34.- Cables para captación de señales bioeléctricas

El montaje de los electrodos se realizara conforme la configuración de Einthoven, debido a que es la más recomendada para equipos ambulatorios y donde se puede obtener la señal general de ECG. A continuación se muestra la configuración que se va a implementar.

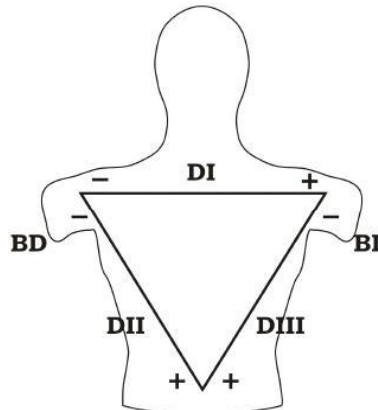


Figura 3.35.- Triangulo de Einthoven

3.3.2.- Pre amplificación (Amplificador de instrumentación).

Para llevar a cabo esta amplificación de la señal ECG, optamos por el amplificador de instrumentación AD620AN cuyas características se mencionaron en el diseño del sistema de EEG. Para la elección de la ganancia recordemos que la señal de ECG se encuentra en niveles de mili volts; además mediante la aplicación de la formula (5) y (6) antes descritas se puede hallar la ganancia y si tomamos en cuenta los valores de las resistencias de diseño del amplificador obtenemos la relación de la resistencia RG.

$$G = \left(1 + \frac{2 * 24.7K\Omega}{RG} \right) \quad (5)$$

$$RG = \left(\frac{49.4K\Omega}{G - 1} \right) \quad (6)$$

En esta etapa se propone una ganancia de 150, mediante la ecuación 6 se obtiene un valor de 331.54Ω cuyo valor comercial se aproxima a 330Ω ; recalculando con este nuevo valor de la resistencia de ganancia se obtiene un valor de 150.69 veces, siendo esta la ganancia que generara el amplificador de instrumentación

$$RG = \left(\frac{49.4K\Omega}{150 - 1} \right) = 331.54\Omega = 330\Omega \quad (27)$$

$$G = \left(1 + \frac{2 * 24.7K\Omega}{330} \right) = 150.69 \quad (28)$$

A continuación en la figura 3.35, se detalla la conexión del AD620AN con la resistencia del amplificador de instrumentación.

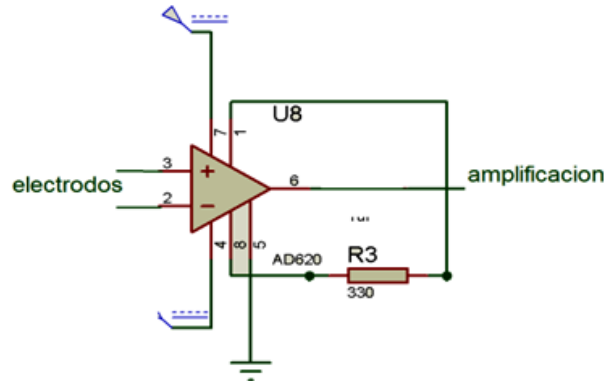


Figura 3.36.- Configuración del amplificador de instrumentación

Finalmente calculamos el CMRR correspondiente, mediante los valores de las resistencias $R1= 24.7 \text{ K}\Omega$, $R3=R2= 10\text{k}\Omega$ y $R_G=330\Omega$ sustituidos en la siguiente ecuación:

$$G_d=150.69, \quad G_{mc} \ll 1 (0.00015)$$

$$CMRR_{dB} = 20 \log_{10} \left(\frac{G_d}{G_{mc}} \right) \quad (9)$$

$$CMRR_{dB} = 20 \log_{10} \left(\frac{150.69}{0.0015} \right) = 120.03 \quad (29)$$

De nueva cuenta se concluye que el factor de rechazo al modo común del amplificador AD620AN tiende a 120.03 dB

3.3.3.- Protección del paciente con electrodo referencial

Recordemos que el electrodo de referencia es usado para elevar el CMRR, reducir el ruido y el offset de la corriente directa presente en el sistema; pero su aportación más importante es proteger al paciente de cualquier corriente de fuga que pueda producir el circuito.

En la figura 3.37 se observa el circuito implementado para la conexión del electrodo referencial; cabe mencionar que es el mismo que se implementó en el EEG y que el amplificador operacional usado es el LT1014; además se muestra el lugar donde se debe realizar la conexión en el triangulo de Einthoven.

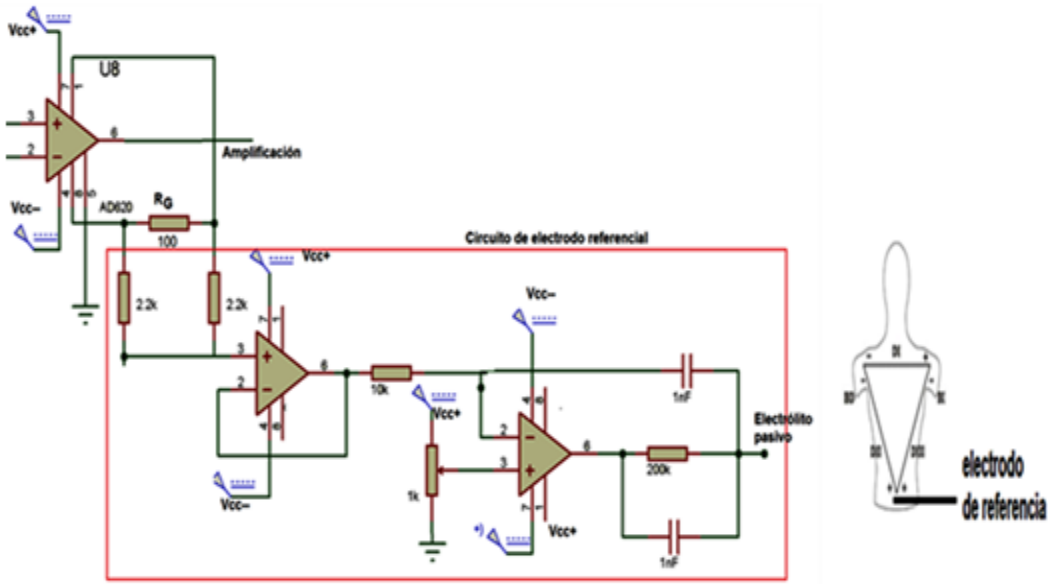


Figura 3.37.- Circuito del electrodo de protección y conexión en el cuerpo

3.3.4.- Filtrado.

Para adquirir una buena señal de ECG se recomienda aplicar un filtro pasa banda con límites inferior 0.15 Hz y superior de 40 Hz. Para el diseño de nuestro filtro pasa banda, realizamos el diseño a partir de dos etapas, la primera conformada por filtros pasa altas con una frecuencia de corte de 0.15Hz y la segunda por un filtro pasa bajas con frecuencia de corte de 40 Hz.

El diseño de la primera etapa de nuestro filtro (filtro pasa altas) se realizó mediante la aplicación del diseño del filtro pasa altas de EEG, debido ambas etapas tienen la misma frecuencia de corte ($F_c = 0.15\text{Hz}$). Por lo tanto se implementará el mismo circuito con una resistencia de valor comercial de $1\text{M}\Omega$ y un capacitor de $1\mu\text{F}$.

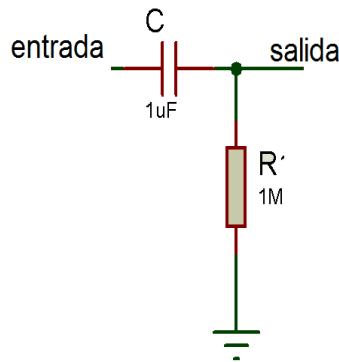


Figura 3.38.- Filtro pasa altas de primer orden pasivo

Para el diseño de la segunda etapa del filtro pasa banda (filtro pasa bajas), nos apoyaremos del programa de diseño de filtros “Filter Pro Desktop” utilizado en el diseño del filtro pasa bajas de EEG. En este seleccionamos un filtro pasa bajas.

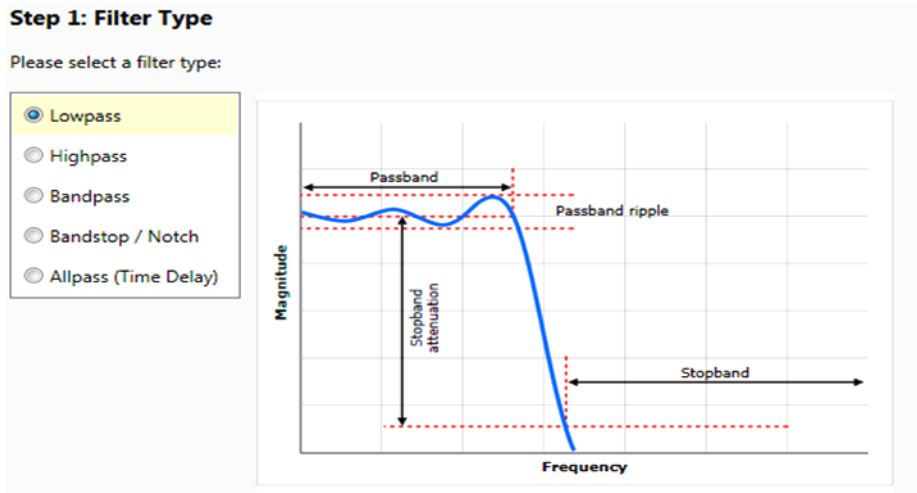


Figura 3.39.- Selección del filtro pasa bajas mediante “Filter Pro”

En la segunda ventana del programa seleccionamos un rizo en la banda de paso de 0.5 dB y finalmente definimos el orden del filtro (filtro de 4° orden).

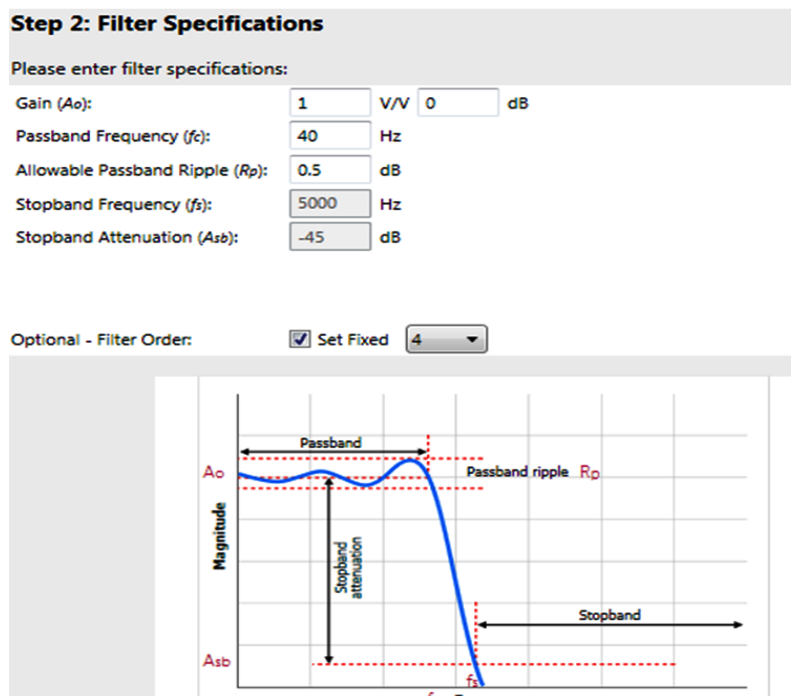


Figura 3.40.- Ajuste de los parámetros principales del filtro

En la tercera ventana, seleccionamos una respuesta del tipo Butterworth y una grafica respecto de la ganancia (V/V).

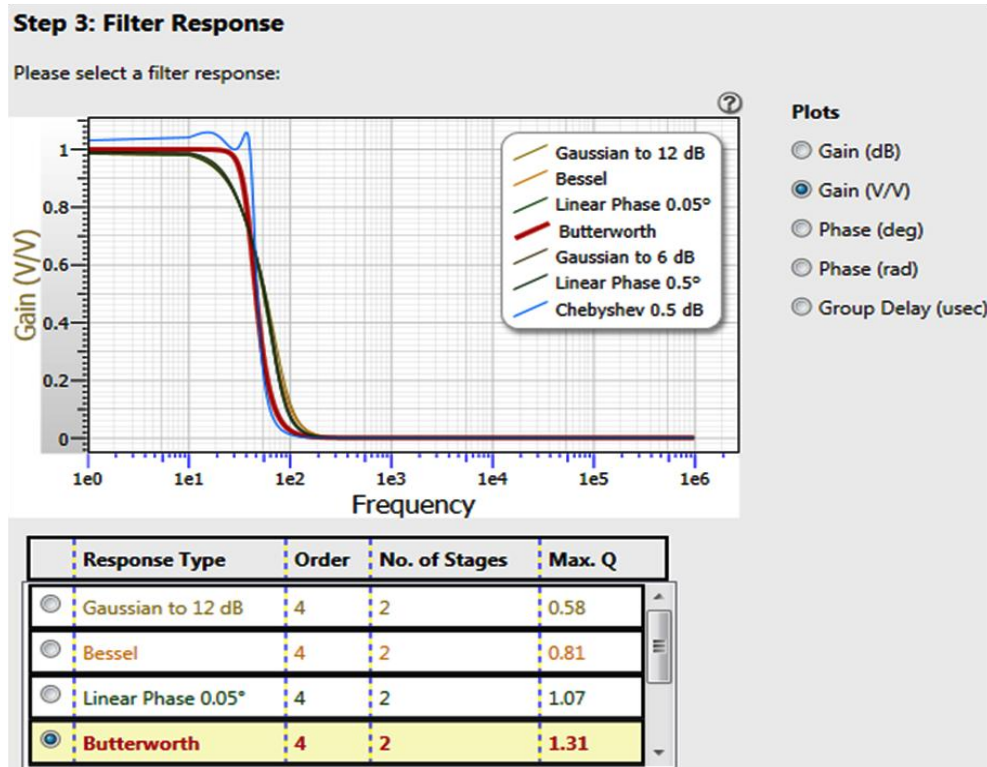


Figura 3.41.- Respuesta del filtro pasa bajas

En la cuarta ventana de diseño seleccionamos la configuración Sallen Key.

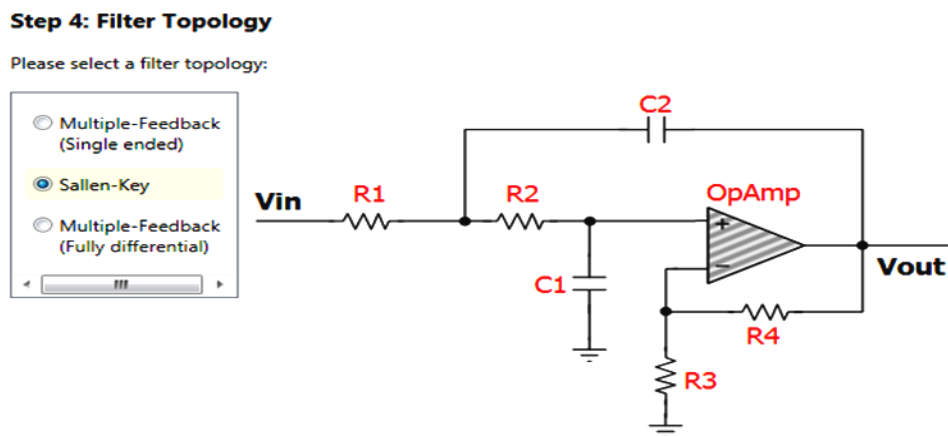


Figura 3.42.- Selección del tipo de configuración

Finalmente, en la ventana principal elegimos resistencias con un porcentaje de error del 5% y condensadores con un porcentaje de error de 2%.

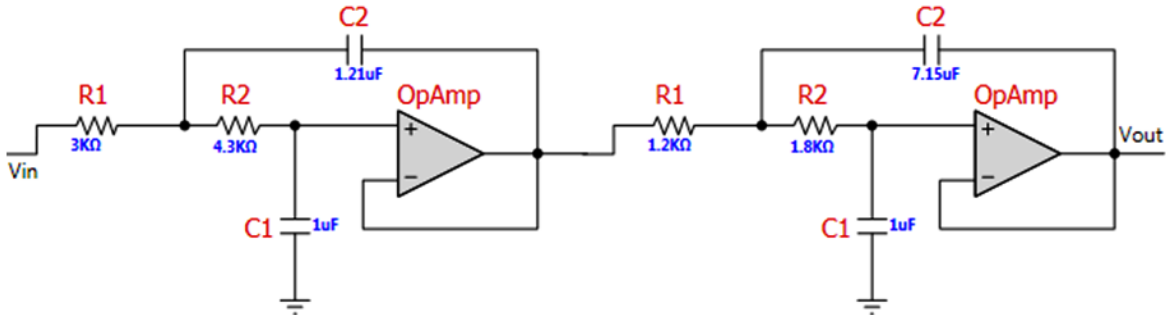


Figura 3.43.- Diseño final del filtro pasa bajas

Finalmente implementamos el circuito de ambos filtros (pasa altas y pasa bajas) como se muestra en la figura 3.42, para poder realizar las pruebas correspondientes.

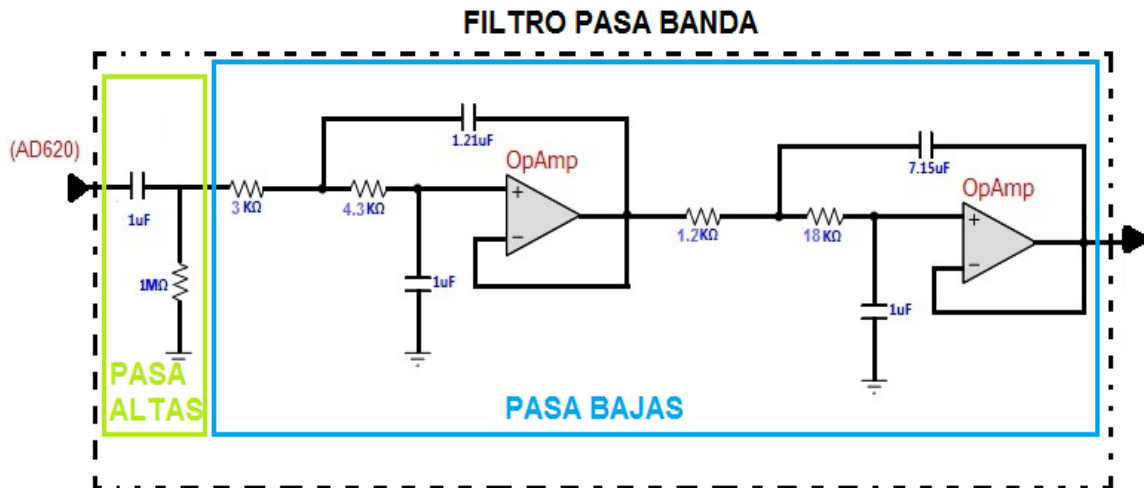


Figura 3.44.- Circuito final del filtro pasa banda con un intervalo de 0.15 Hz a 40 Hz.

De nueva cuenta implementamos un filtro pasa altas después de cada una de las etapas de amplificación de la señal; el tipo de amplificador operacional implementado para esta etapa es del tipo LT1014.

3.3.5.- Amplificación

Adquirida la señal de ECG, pre amplificada y filtrada, es necesario hacer una amplificación mayor; recordemos que la señal original adquirida por los electrodos se encuentra entre 1 y 3 milivolts pico pico, después de la pre amplificación obtenemos una señal entre 100 y 400 milivolts pico pico. Es por ello que necesitamos que la señal en la etapa de adquisición

digital tenga una buena amplitud y al mismo tiempo dejarla con las características de nivel TTL (0 a 5 volts). Mediante la implementación de un amplificador operacional en configuración de amplificador no inversor, con un arreglo de resistencias de valores 10KΩ, 22KΩ, 33 KΩ y 47 KΩ podemos seleccionar diferentes valores para la resistencia R_i y a su vez los valores de la ganancia (de 2 hasta 20, según la selección de las resistencias). En el caso de la resistencia de retroalimentación R_f seleccionamos una de valor 100 KΩ, por lo que de acuerdo a la ecuación 13 podemos obtener los valores de las ganancias.

En la tabla 2 podemos observar el valor de la ganancia de acuerdo a la selección de las resistencias.

RESISTENCIAS	VALOR DE R_i	GANANCIA
10 KΩ	10 KΩ	11
22 KΩ	22 KΩ	5.545
33 KΩ	33 KΩ	4.03
47 KΩ	47 KΩ	3.12
10 KΩ+22 KΩ	6.87 KΩ	15.55
10 KΩ+33 KΩ	7.67 KΩ	14.03
10 KΩ+47 KΩ	8.24 KΩ	13.13
22 KΩ+33 KΩ	13.2 KΩ	8.57
22 KΩ+47 KΩ	14.98 KΩ	7.67
33 KΩ+47 KΩ	19.38 KΩ	6.15
10 KΩ+22 KΩ+33 KΩ	5.68 KΩ	18.60
10 KΩ+22 KΩ+33 KΩ+47 KΩ	5.07 KΩ	20.72

Tabla 2.- Valores de ganancia respecto de las resistencias seleccionadas.

En este caso, seleccionamos la resistencia R_i de 10 KΩ y por tanto tenemos una ganancia de 11. El circuito implementado para esta etapa es el siguiente:

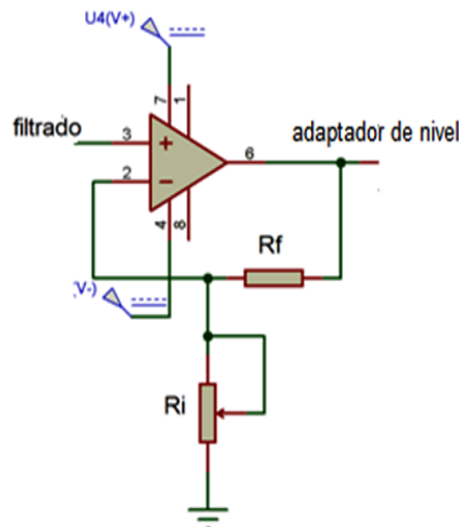


Figura 3.45.- Amplificación variable

3.3.6.- Adaptador de nivel TTL

Para esta etapa implementamos un circuito sumador no inversor utilizado en la adaptación de niveles TTL de la señal EEG con una ganancia unitaria; por lo tanto el valor de la resistencia R_1 será igual a la resistencia R_3 de acuerdo a la siguiente ecuación:

$$V_{salida} = \left(\frac{R_3}{R_1} V_{entrada} + \frac{R_3}{R_2} V_{offset} \right) * \frac{R_4 + R_5}{R_5} \quad (15)$$

Donde se propone:

$$R_3 = R_4 = R_5 = 10K\Omega \quad (16)$$

Sustituyendo el valor de las resistencias en la ecuación 29, tenemos:

$$V_{salida} = \left(\frac{10K\Omega}{R_1} V_{entrada} + \frac{10K\Omega}{R_2} V_{offset} \right) * (2) \quad (18)$$

Finalmente tenemos:

$$V_{salida} = \left(\frac{20K\Omega}{R_1} V_{entrada} + \frac{20K\Omega}{R_2} V_{offset} \right) \quad (19)$$

A partir de la ecuación 19, calculamos el valor de las resistencias R_1 y R_2 ; como se menciona anteriormente se le propone darle una ganancia a la señal de EEG para que podamos obtener una señal promedio de 2 volts pico pico; por lo tanto si inicialmente teníamos una señal promedio de 500 milivolts, necesitamos darle una ganancia de 4 (4*500 milivolts pico pico = 2 volts pico pico). Si tomamos la parte que corresponde a la señal de entrada, podemos encontrar el valor de R_1 :

$$1 * V_{entrada} = \frac{20K\Omega}{R_1} V_{entrada} \quad (30)$$

$$R_1 = \frac{20K\Omega}{1} = 20K\Omega \quad (31)$$

En este caso el valor obtenido del análisis para R_1 es: 20K Ω , pero como comercialmente no existe una resistencia de ese valor, proponemos un valor de 22K Ω ; si volvemos a calcular el valor de la ganancia con el nuevo valor de R_1 obtenemos:

$$Ganancia = \frac{20K\Omega}{22K\Omega} = 0.909 = 1 \quad (32)$$

Si observamos el análisis anterior para R_1 , nos damos cuenta de que es la misma ganancia; por lo que se decide implementar el mismo valor de resistencia R_1 finalmente tenemos:

$$V_{salida} = (1 * V_{entrada} + 1 * V_{offset}) \quad (33)$$

El circuito de adaptación de nivel TTL, nos queda de la siguiente manera:

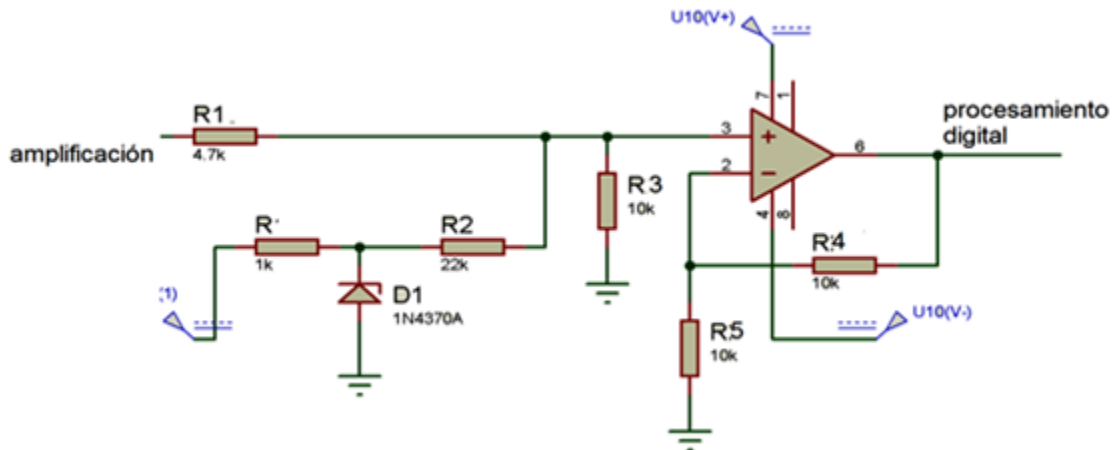


Figura 3.46.- Circuito adaptador de nivel TTL

3.3.7.- Pruebas experimentales

Terminado el diseño de las etapas que constituyen nuestro subsistema de adquisición de señal ECG, procedemos a implementar el circuito en una tablilla de pruebas (proto board) para poder realizar las pruebas correspondientes y determinar su correcto funcionamiento. Para realizar estas pruebas alimentamos el circuito con una fuente de voltaje del laboratorio, con voltajes simétricos de +-5 volts de corriente directa; conectamos los cables de los electrodos a la entrada del circuito y a su vez conectamos la salida del circuito a un osciloscopio para observar la señal. La señal que se obtuvo es la siguiente:

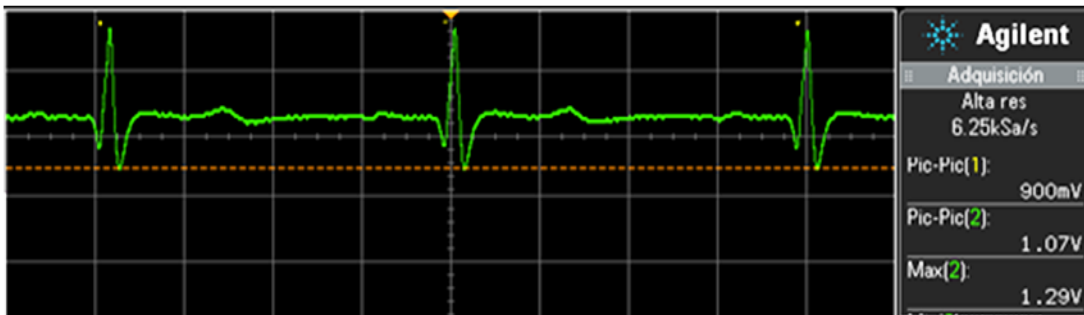


Figura 3.47.- Señal de EEG obtenida con el circuito diseñado.

De nueva cuenta se realizaron las pruebas correspondientes para verificar su funcionamiento y se obtuvo la siguiente señal:

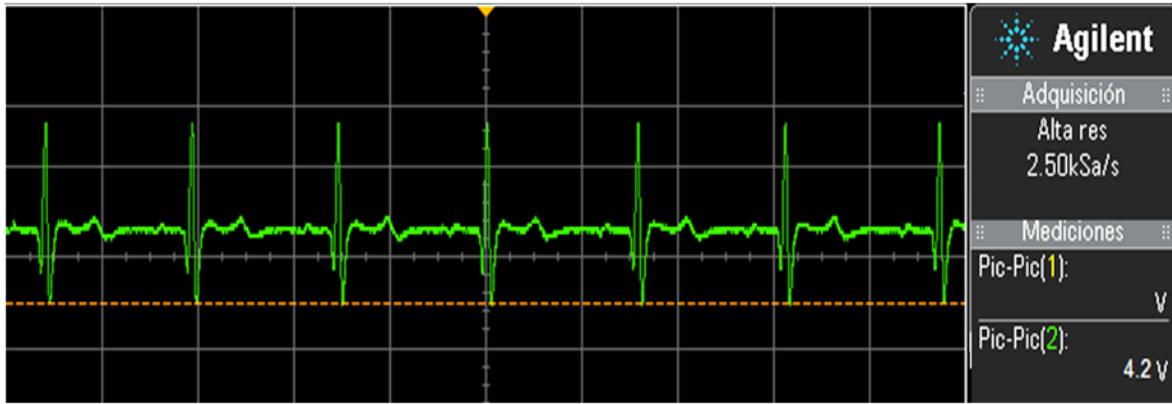


Figura 3.50.- Señal obtenida con el sistema de adquisición,

De acuerdo a la figura 3.50, observamos que la señal obtenida tiene una amplitud de 4.2 volts pico pico con un nivel de referencia de 2.2 volts; por lo que se encuentra en optimas condiciones para su adquisición digital.

3.4.- Procesamiento digital (conversión analógico-digital)

Una vez que diseñamos y construimos los subsistemas de adquisición de señales de EEG y ECG de manera analógica; comenzamos con el diseño de la etapa de digitalización, con el objetivo de poder adquirir y almacenar la información de las señales en una unidad de almacenamiento (memoria flash (USB), SDcar, disco duro, etc.) para que posteriormente el médico especialista pueda visualizar y analizar la información para emitir un diagnostico correcto sin que se omita información alguna.

Para poder llevar a cabo la digitalización de las señales, implementamos el micro controlador “ATmega2560” de la familia “Atmel AVR”, en el entorno de una placa de desarrollo “Arduino”; el cual es una plataforma de hardware libre, basada en la placa “arduino mega”. Por su sencillez, bajo costo, su lenguaje de programación Processing/Wiring en lenguaje C y/ó ensamblador, y sobre todo por su cargador de arranque (*boot loader*) que corre en la misma placa; lo hacen una buena opción en nuestro sistema de digitalización de la señal de ECG; además de que nos servirá para realizar la comunicación con el usuario mediante la implementación de una pantalla táctil.

En este caso el “Arduino Mega” es una placa que tiene 54 entradas/salidas digitales (de las cuales 14 proporcionan una salida PWM), 16 entradas digitales, 4 puertos de comunicación Universal Asynchronous Receiver-Transmitter (UART’S por sus siglas en ingles), un cristal oscilador de 16 MHz, una conexión USB, una entrada de alimentación, un conector

ICSP y un botón de reinicio (reset). Contiene todo lo necesario para hacer funcionar el micro-controlador; simplemente conectándolo a la computadora con el cable USB o alimentándolo con una fuente de corriente directa externa ó a una batería.

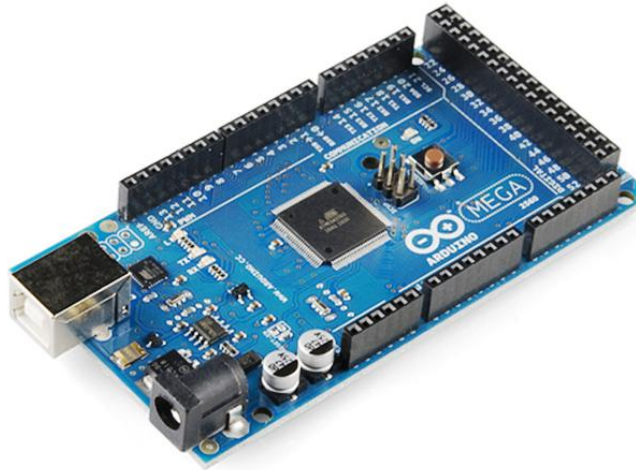


Figura 3.51.- Tarjeta Arduino mega

Dado que el sistema de adquisición debe de interactuar con el usuario, de tal manera que el usuario pueda operar el sistema de manera fácil y cómoda; proponemos el uso de la unidad SMART GPU la cual es una pantalla de cristal liquido (LCD por sus siglas en ingles) que posee una pantalla táctil resistiva, ofreciendo un claro y preciso sensado táctil; además de tener las siguientes características: tiene una resolución 320 x 240 pixeles, sus 2.4“son capaces de desplegar 262,144 colores, posee una interface de 3 pines a cualquier microcontrolador: TX, RX, Roset por medio de comunicación UART. (Universal Asynchronous Receiver-Transmitter), posee un socket para micro SD/ micro SDHC micro SD memory card con formato universal FAT (windows PC) que soporta hasta 4GB para almacenar imágenes y texto; además tiene un controlador touch integrado de 10 bit de precisión, la velocidad de BaudRate hasta 2Mega bps, 8 bits, no paridad, 1 bit stop y su alimentación puede ser de 5V y 3V3 I/O.



Figura 3.52.- SMART GPU

Esta unidad SMART GPU utiliza el sistema de coordinación universal (la parte superior es 0,0 si nos vamos a la derecha aumentamos los valores de X y a medida que avanzamos aumentamos los valores de Y).

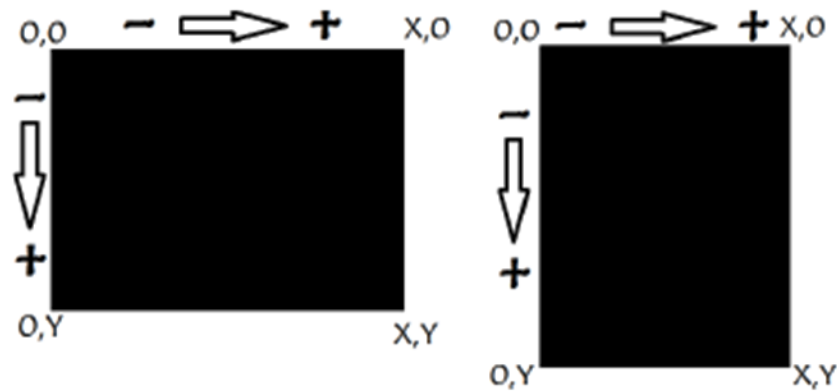


Figura 3.53.- Sistema de coordinación de la unidad SMART GPU

Es por estas razones que esta unidad grafica SMART GPU es una buena opción para el sistema de adquisición digital.

Por otra parte, para poder almacenar la información que nos proporcionan los subsistemas analógicos (EEG y ECG), es necesario implementar un modulo de comunicación entre el arduino mega y la memoria que se pretende implementar; en este caso se propone una memoria tipo SD; para lo cual necesitaremos un socket SD-PUSH donde se insertara la memoria SD y realizar la siguiente configuración de resistencias.

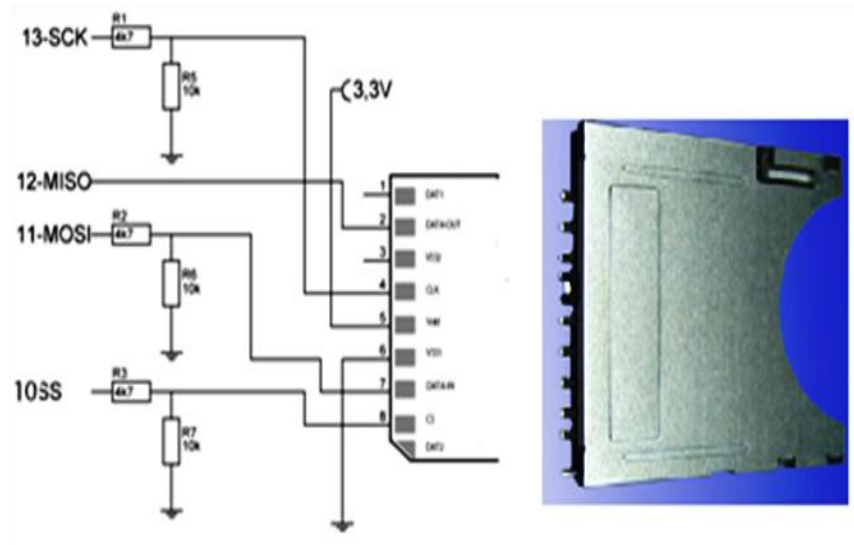


Figura 3.54.- Configuración del modulo de comunicación SD

Otro de los requerimientos necesarios para poder almacenar de forma eficiente y precisa la información adquirida, es tener un reloj digital de tiempo real capaz de mantener en todo momento (aun sin alimentación eléctrica) la información del tiempo (fecha y hora). Es por esta razón que proponemos la implementación del modulo TINY RTC I2C REJOR EN TIEMPO REAL como el que se muestra en la siguiente figura 3.55.

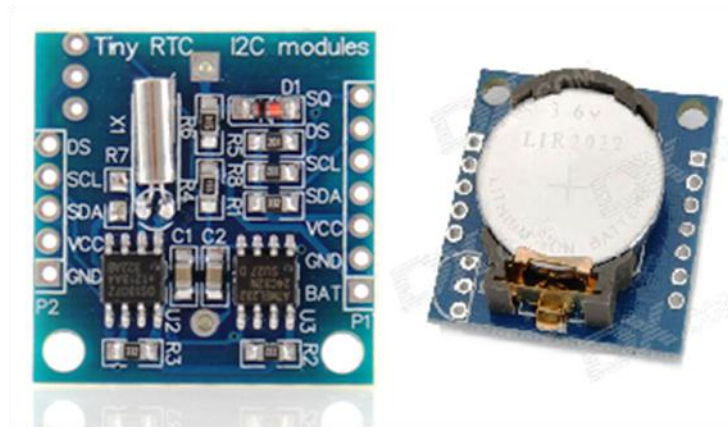


Figura 3.55.- Modulo RTC reloj en tiempo real.

Este modulo es capaz de proporcionar la fecha (año, mes, día) y la hora (hora, minuto, segundo) sin que se pierda al momento de quitar la alimentación en su pin Vcc gracias a su memoria externa (24C32) que se encarga de guardar los valores correspondientes a la fecha y hora; además su batería de ion litio de larga duración nos permite tener alimentado en todo momento el modulo RTC.

Una vez que tenemos todo los módulos necesarios (Arduino mega, RTC, SD CARD y SMART GPU) para llevar a cabo la adquisición y almacenamiento de las señales EEG y ECG analógicas necesitamos definir las tareas que realizara la placa Arduino junto con los dispositivos periféricos:

- Mostrar en la pantalla una imagen de bienvenida.
- Mostrar en la pantalla una imagen donde este contenido un menú de opciones.
- En una de las opciones del menú estará contenida la tarea de adquirir y guardar la información adquirida por los subsistemas de EEG y ECG analógicos (canales P7, P8, FP1, FP2 del EEG y ECG); además, como se requiere que la batería nos proporcione energía eléctrica el mayor tiempo posible los subsistemas EEG y ECG deben de estar apagados y solo en el momento en que se selecciona la opción de adquirir muestra se deben de encender.
- Otra de las opciones del menú contendrá información que ayude al usuario a la colocación y manejo del equipo de adquisición.

- Finalmente en otra opción debe de estar contenida información médica correspondiente al EEG y ECG; además de brindar al usuario la opción de modificar el brillo de la pantalla.

Una vez definidas las tareas que realizara el subsistema de procesamiento digital, realizaremos el diagrama de flujo correspondiente a cada una de las tareas con la finalidad de tener una buena lógica que se refleje en la realización de la programación.

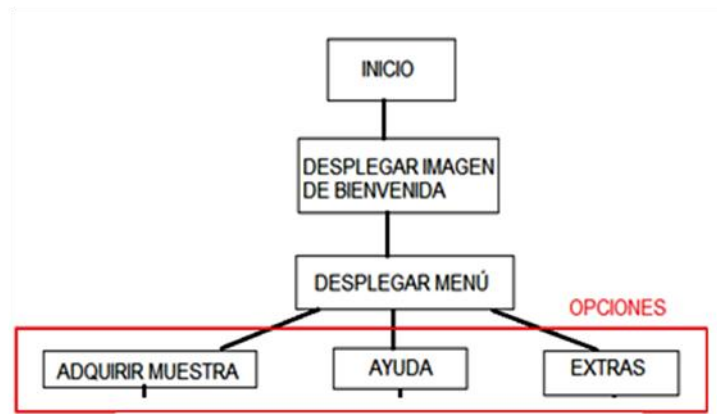


Figura 3.56.- Diagrama de flujo principal

En la figura 3.56, podemos observar que el diagrama de flujo general realiza la función de darle la bienvenida al usuario y posteriormente visualiza el menú de opciones mediante una imagen. En cuanto a la lógica de programación se refiere, la estructura del programa es el siguiente:

```
//se incluyen las librerías correspondientes
#include <SMARTGPU2.h>
SMARTGPU2 lcd;
#include <SD.h>
#include <Wire.h> //+
#include "RTCLib.h" //+
RTC_DS1307 RTC; //+
#include <DS1307.h>
//se declaran salidas
pinMode(22,OUTPUT);
const int chipSelect = 53;

void loop() { //bucle principal
lcd.baudChange(BAUD7); //transmisión alta para aplicaciones avanzadas
lcd.orientation(PORTRAIT_LOW); //carga el modo de coordinación
lcd.SDFopenDir("Cellphone"); //Abrir la carpeta Cellphone contenida en la memoria micro
SDlcd.imageBMP(0,20,"Intro"); //carga la imagen "intro".
```

```
while(1){
  lcd.orientation(PORTRAIT_LOW); //carga el modo de coordinación
  lcd.imageBMP(0,0,"Menu"); //carga la imagen de "menú"
  clock(1); //corre la aplicación del reloj
  if(point.y>270){ //si hay pulso en y>270
    if(point.x<60){ //si hay pulso en x<60
      keypad(); //brinca a opción "adquirir muestra"
    }
    else if(point.x<120){ //si hay pulso en x<120
      logs(); //brinca a opción "ayuda"
    }
    else if(point.x<180){ //si hay pulso en x<180
      apps(); //brinca a opción "extras"
    }
  }
}
```

En el código anterior se observamos que se plantea un ciclo while en el que se estará esperando a que el usuario elija una opción, cuando selecciona la opción, el programa brinca a esa aplicación. Las imágenes de bienvenida y del menú que se visualizaran en la pantalla son las siguientes.



Figura 3.57.- Imágenes a visualizar en la pantalla a) Bienvenida b) menú

En la figura 3.57-b se puede visualizar en la parte inferior el menú de opciones (“adquirir muestra”, “ayuda” y “extras”) con los que puede interactuar el usuario.

En el caso de que el usuario seleccione la opción “adquirir muestra”:

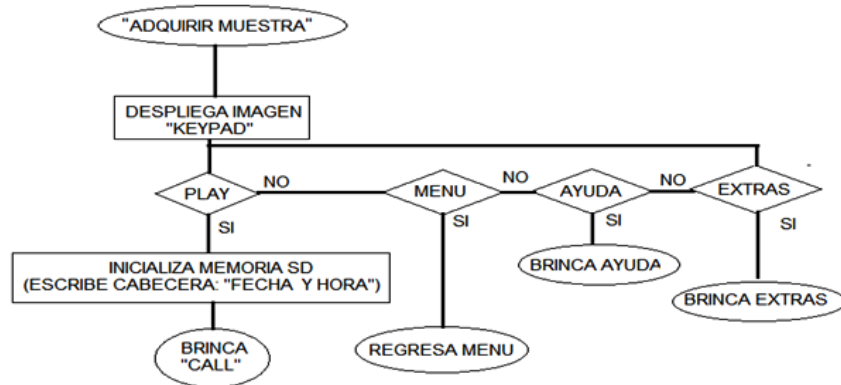


Figura 3.58.- Diagrama del flujo opción “adquirir muestra”.

En el diagrama de flujo anterior, podemos observar que primero mostrará una imagen donde se encuentra un menú con las opciones a elegir (“play”, “menú”, “ayuda”, ”extras”), después entra en un ciclo repetitivo donde espera que el usuario seleccione la opción; si la opción es PLAY el programa inicializa la memoria SD y brinca a la función CALL. Por otra parte, si el usuario selecciona alguna de las opciones: “menú”, “ayuda”, “extras” el programa brinca a la función de opción seleccionada. El código asociado a esta opción es el siguiente:

```

//función “adquirir muestra”
void keypad(){
  lcd.imageBMP(0,0,"keypad"); //carga imagen
  delay (250);
  // inicia la aplicacion
  Serial.begin(9600);          //abre el puerto serial
  pinMode(53, OUTPUT);
  DateTime now = RTC.now();    //carga los datos del reloj
  while(1){
    clock(0);
    if(point.y>150){
      if(point.x>80){
        File dataFile = SD.open("test.txt", FILE_WRITE); //abre el archivo “test” de la memoria sd
        dataFile.println(now.day()); //escribe el dia
        dataFile.println( now.month() ); //escribe mes
        dataFile.println(now.year() ); // escribe año
        dataFile.println(now.hour()); // escribe hora
        dataFile.println( now.minute() ); //escribe minuto
        dataFile.println(now.second() ); //escribe segundo
        dataFile.close(); //cierra el archivo
        call(); //brinca a call
      }
    }
    else if(point.y<70){
  
```

```

if(point.x>120){
  apps();      //brinca a extras
}
else if(point.x>60){
  logs();      //brinca a ayuda
}
break;        //regresa a menu
}
}
    
```

Si en la aplicación de “adquirir muestra” el usuario selecciona “play”, el programa primero realiza la escritura de la cabecera del archivo donde se almacenara la información de las señales EEG y ECG (fecha y hora del registro) y posteriormente nos manda a la aplicación “CALL”. En esta aplicación proponemos el siguiente diagrama de flujo.

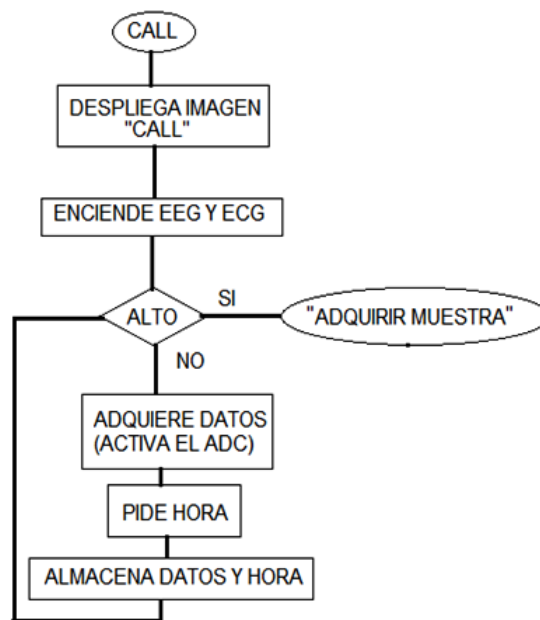


Figura 3.59.- Diagrama de flujo función CALL

La aplicación “CALL” primero despliega una imagen donde se indica que esta adquiriendo muestras, activa el pin que sirve de control de encendido de los subsistemas EEG y ECG; después entra en un ciclo repetitivo donde si el usuario no selecciona “ALTO” el programa adquirirá las señales por el puerto analógico digital (ADC por sus siglas en ingles), posteriormente le pedirá al modulo RTC la hora y junto con los datos adquiridos mandara a escribirlos en el archivo seleccionado (en este caso se selecciona por default el archivo: “test”) de la memoria SD. El código asociado con esta aplicación es el siguiente:

```

void call(){
  lcd.imageBMPSD(0,0,"Call");           //carga la imagen "Call"
  delay(250);
  digitalWrite(22,HIGH);                //activa el pin de encendido de los subsistemas EEG y ECG
  delay(1000);
  delay(1000);
  File dataFile = SD.open("test.txt", FILE_WRITE);    //abre el archive "test"

  while(1){                             //ciclo repetitive hasta seleccionar stop
    clock(0);
    if(point.y>270){
      if(point.x>80){
        digitalWrite(22,LOW);
        dataFile.close();
        keypad();
      } else{
        String dataString = "";          //declara la cadena de datos
        DateTime now = RTC.now();        //pide los datos de la hora
        for (int analogPin = 0; analogPin < 5; analogPin++) {    //cilco repetitive hasta alcanzar
          int sensor = analogRead(analogPin);                    //el muestreo de los cinco canales
          dataString += String(sensor);
          if (analogPin < 4) {
            dataString += ",
          } }
        dataFile.println(dataString);    //escribe los datos de los canales y la hora
        dataFile.println(now.hour()); //+
        dataFile.println( now.minute() ); //+
        dataFile.println(now.second() ); //+
      }
    }
  }
}

```

Las imágenes que se visualizarán en la opción “adquirir muestra” y en la aplicación “CALL” son las siguientes:



Figura 3.60.- Imágenes a visualizar en la pantalla en la opción “call”

En la selección de la opción “ayuda” tenemos el siguiente diagrama de flujo:

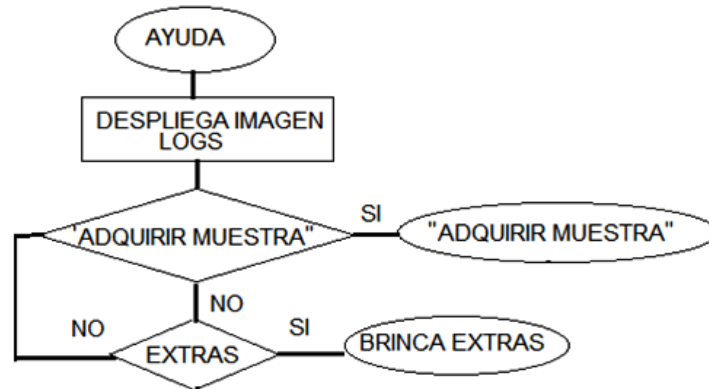


Figura 3.61.- Diagrama de flujo de la opción “ayuda”.

En esta opción se pretende primero desplegar una imagen donde este contenida la información de cómo manipular el equipo y como colocar los electrodos; además de entrar en un ciclo repetitivo donde el usuario tenga opciones de salida de esta opción, en este caso las opciones de salida son “adquirir muestra” y “extras”. El programa asociado a esta opción es el siguiente:

```

// opción ayuda
void logs(){
  lcd.imageBMPSD(0,0,"Logs");          //carga la imagen "logs"
  delay(400);
  //inicia la aplicación
  while(1){
    clock(0);                          //corre el reloj
    if(point.y>270){                    //si pulso y>270
      if(point.x>120){                  //si pulso x>120
        apps();                        //brinca a extras
      }
      else if(point.x<60){              //si pulso x<60
        keypad();                       //brinca a adquirir muestra
      }
      break;
    }
  }
}
}

```

La imagen asociada a esta opción es la siguiente:

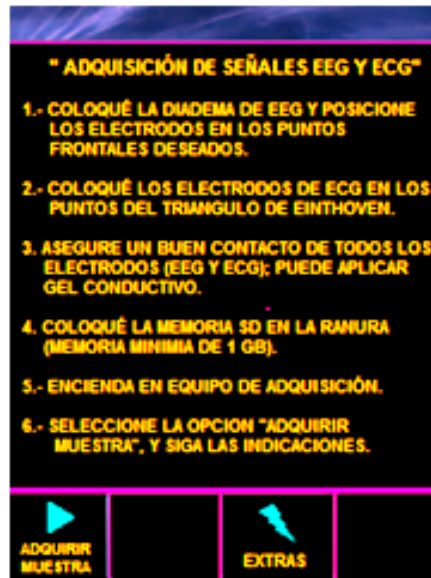


Figura 3. 62.- Imagen a visualizar en la opción "ayuda".

En el último caso en que el usuario seleccione la opción EXTRAS del menú, el diagrama de flujo es el siguiente:

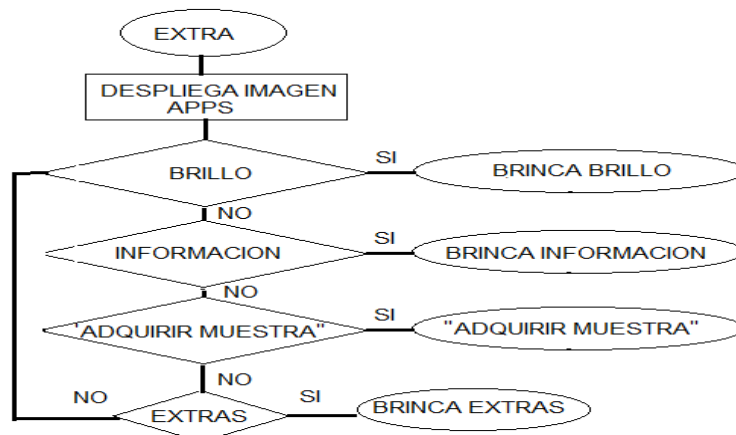


Figura 3.63.- Diagrama de flujo de la opción extra.

En este caso se observa en el diagrama de flujo correspondiente a la opción extra, primero se despliega una imagen donde estarán las aplicaciones a elegir por el usuario así como el menú de opciones de salida; después entra en un ciclo repetitivo donde el usuario puede seleccionar dos aplicaciones ("brillo" e "información"), además de poder seleccionar las opciones de salida ("adquirir muestra", "ayuda" y menú"). El código para esta opción es el siguiente:

```
//opción extras
void apps(){
  lcd.imageBMPSD(0,0,"Apps"); //carga la imagen de aplicaciones
  delay(350);
  //inicia la aplicacion
  clock(0); //corre el reloj
  if(point.y<130){ //si pulso y<130
    if(point.x>169){ // si pulso x>180
      settings(); //brinca a brillo
    }
  }
  else if(point.y<255){ //si pulso y<225
    if(point.x>169){ //si pulso x>169
      photos(); //brinca a informacion
    }
  }
  else{
    if(point.x<60){ //si pulso x<60
      keypad(); //brinca a adquirir muestra
    }
    else if(point.x<120){ //si pulso x<120
      logs(); //brinca a ayuda
    }
  }
}
}
```

La imagen asociada a esta opción es la siguiente:



Figura 3.64.- Imagen a visualizar en la opción extra

Partiendo de la opción EXTRAS si el usuario selecciona la aplicación brillo, el diagrama de flujo propuesto es el siguiente:

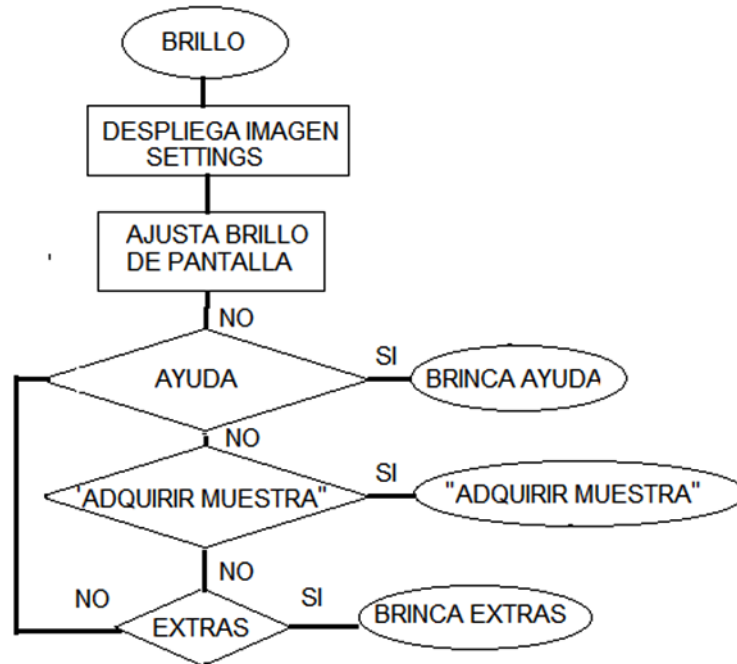


Figura 3.65.- Diagrama de flujo de la aplicación brillo.

Se puede observar en el diagrama de flujo de la aplicación “brillo” que primero se despliega la imagen donde se muestra la barra de ajuste de brillo y el menú de opciones de salida de la aplicación. De igual forma entra en un ciclo repetitivo donde se espera a que el usuario seleccione una opción de salida (“adquirir muestra”, “ayuda” y “extras”). El código para esta aplicación es el siguiente:

```

//aplicación brillo
void settings(){
  static int bright=169; //declara el maximo brillo
  static int buttonCen=197; //declara el botón del brillo
  lcd.imageBMPSD(0,0,"Settings"); //carga la imagen de la aplicacion brillo

  delay(350);
  //inicia la aplicacion
  while(1){ //realize el diseño de la barra de brillo
    lcd.drawRectangle((bright)+33,103,201,105,WHITE,FILL);
    lcd.drawRectangle(33,103,(bright)+33,105,0x4C7C,FILL);
    lcd.imageBMPSD(buttonCen,96,"button");
    clock(0);

    //configura el brillo al ir desplazando el botón
    //al hacer incrementos o decrementos de 10
    if(point.y<270){

```

```
    lcd.imageBMPSD(buttonCen,96,"clrBar"); //check where to move left or right
    if(point.x>buttonCen){
        bright+=10;
        buttonCen+=10;
        if(bright>169){
            bright=169;
            buttonCen=197;
        }
    }
    else{
        bright-=10;
        buttonCen-=10;
        if(bright<1){
            bright=1;
            buttonCen=28;
        }
    }
    lcd.bright(bright+20);
} // ciclo de espera opcion de salida de la aplicacion
else{
    if(point.x<60){
        keypad(); //ADQUIRIR MUESTRA
    }
    else if(point.x<120){
        logs(); //AYUDA
    }
    else if(point.x<180){
        apps(); //EXTRAS
    }
    break;
} } }
```

La imagen asociada a esta aplicación es la siguiente:



Figura 3.66.- Imagen a visualizar en la aplicación brillo

Partiendo de la opción “extras” si el usuario selecciona la aplicación “información”, el diagrama de flujo para esta aplicación es el siguiente:

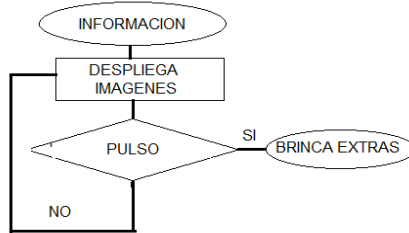


Figura3.67.- Diagrama de flujo de la aplicación información

Como podemos observar en el diagrama de flujo de la aplicación “información”, se comienza con un ciclo repetitivo donde se espera a que el usuario de un pulso en la pantalla para poder salir de la aplicación, mientras tanto se visualizan imágenes que contendrán información médica asociada a EEG y ECG. El código asociado a esta aplicación es el siguiente:

```
// aplicacion informacion
void photos(){
  char imagesOnSDCard[8][9]={
    "Sea","Lake","Rainbow","Beach","House","Bridge","Trees"};
  static char pic=0;
  while(1){
    lcd.imageBMP(0,0,imagesOnSDCard[pic]); //carga las imagenes de la carpeta
    lcd.string(70,215,319,239,"TOQUE EL CENTRO PARA SALIR",0);
    delay(350);
    while(lcd.touchScreen(&point)==0); //si se toca el centro de la pantalla regresa a menu
    break;
  } } }
```

Las imágenes que se visualizarán en esta aplicación son las siguientes:



Figura 3.68.- Imágenes que se visualizarán en esta aplicación



Figura 3.69.- Imágenes que se visualizarán en esta aplicación

3.5.- Alimentación eléctrica

Para la alimentación eléctrica de nuestro sistema de monitoreo móvil, necesitamos plantear las características eléctricas de cada uno de los subsistemas antes mencionados (EEG, ECG, Procesamiento digital), en este caso tenemos:

- * El voltaje de alimentación de los subsistemas EEG y ECG es de +5volts de corriente directa, con su referencia neutro; además requiere una corriente de 140 miliampers.
- * El voltaje de alimentación de la placa de desarrollo Arduino mega es de +5volts de corriente directa con referencia neutro y una corriente de 300 miliampers.
- * El modulo smart gpu requiere de una alimentación de +5volts y +3.3volts de corriente directa y referencia neutro; además consume una corriente de 60 miliampers.
- * El modulo sd card requiere de una alimentación de +3.3volts de corriente directa y referencia neutro; además de que consume de 65 hasta 100 miliampers en la transferencia de datos.

Cabe recordar que los subsistemas estarán apagados hasta que el usuario quiera adquirir muestras, por lo que requieren de un circuito de control para el encendido; además de que el sistema móvil debe de brindarnos el mayor tiempo de encendido.

Una vez planteados los requerimientos eléctricos del sistema (+5v, +3.3v y una corriente total de 500 miliamper), nos damos a la tarea de diseñar la fuente alimentación. En este caso comenzamos proponiendo la batería, dicha batería debe de cumplir con los requerimientos tanto de corriente que pueda demandar el sistema móvil, así como la durabilidad del voltaje de la misma batería. Debido a que en el mercado no se pueden encontrar baterías de ion litio de gran potencia para aplicaciones móviles (corrientes superiores a 1 Amper y voltajes de 9 volts) se decidió implementar una batería recargable con las siguientes características: voltaje de salida de 12volts (debido a que en el mercado solo existen baterías de 6v y 12 v), corriente máxima de salida de 1 Amper y tiempo de duración de 20 hrs.



Figura 3.70.- Batería recargable seleccionada para el sistema

Una vez seleccionada la batería necesitamos obtener el voltaje de alimentación para cada uno de nuestros subsistemas y módulos, por que requerimos bajar el voltaje de la pila hasta +5v y reducir este voltaje hasta +3.3v para los modulos que requieren este nivel de voltaje. Por lo tanto primero haremos uso de un regulador de voltaje 7805 debido a que este tipo de reguladores cuentan con una protección de sobrecarga térmica, una protección e corto circuito y sobretodo son económicos; sin embargo, se debe de tomar en cuenta que solo regulan a partir de un voltaje superior de 1volts por arriba de su valor de regulación (en teste caso a partir de 6 volts, por debajo de este se comportan como reguladores lineales), además, de que debido a que demandan cierta potencia superior a la que deben proporcionar a la carga requieren de un disipador de calor.

El circuito nos queda de la siguiente manera:

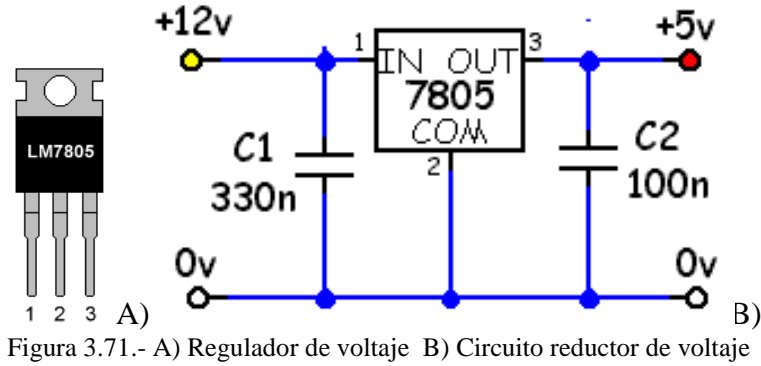


Figura 3.71.- A) Regulador de voltaje B) Circuito reductor de voltaje

Para obtener el voltaje de -5 volts, es necesario implementar un circuito que nos pueda invertir el voltaje de +5 volts obtenido a partir del circuito 7805; en este caso el circuito que invertirá el voltaje es un TC7660, el cual puede hacer la conversión de 1.5v hasta 10v de entrada a su respectivos -1.5v hasta -10v de salida; además de brindarnos hasta 500 miliamper a la salida. El circuito inversor propuesto es el siguiente:

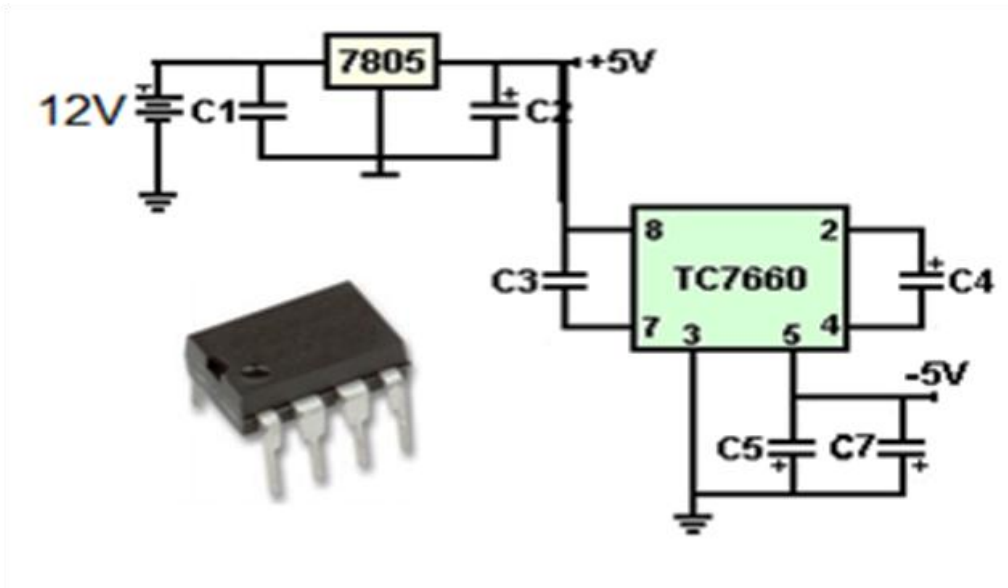


Figura 3.72.- Circuito inversor de voltaje (-5v).

Una vez que se tienen los voltajes de +-5volts, necesitamos obtener el voltaje de +3.3volts para lo cual hacemos uso de un regulador del tipo LD33V, el cual nos entrega 3.3v con una corriente máxima de 1 Amper.

Capítulo 4

RESULTADOS Y CONCLUSIONES

4.1.- Resultados

Una vez que tenemos diseñadas todas las partes (software y hardware) de nuestro sistema de adquisición móvil procedemos a juntarlas en un gabinete, de tal manera que solo sean visibles aquellas partes con las que el usuario tenga interacción. En este caso usaremos un gabinete de plástico de dimensiones: 15 x 12 x 7 cm, el cual tiene en la tapa base borneras donde fijamos la placa del subsistema EEG, la placa Arduino y la batería.

Para la parte de la conexión de los electrodos de EEG se realizó tres orificios por donde entraron los cables, de igual manera se conecto los cables del subsistema de EEG para después fijarlos a una placa fenolica para asegurar su perfecto contacto; con la ayuda de cable plano se realizaron las conexiones a cada una de las entradas de los canales de adquisición analógica de la placa arduino y a la fuente de alimentación.

Para el montaje de la pantalla smart gpu se realizó un corte en la tapa superior de nuestro gabinete del tamaño de la pantalla; además se hizo la perforación correspondiente del botón de reset de la placa arduino. Finalmente se sujeto la placa por medio de pegamento de contacto resina y con cable plano haremos la conexión a la placa arduino.

En cuanto a la forma de recargar la batería se implemento un conector tipo rc hembra que se conecto a los bornes de la batería; por otra parte se conecto a un interruptor con el cual se encenderá y apagara el equipo. Para el montaje del modulo sd card, se realizó una perforación en la parte inferior del gabinete por donde entrara la memoria sd. Finalmente nuestro equipo de adquisición móvil nos quedo de la siguiente manera:

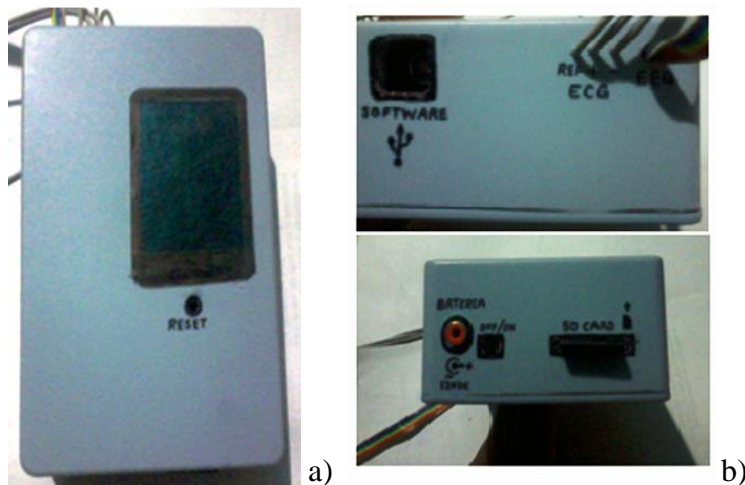


Figura 4.1.- a) Vista de frente del equipo b) Vista superior e inferior

Capítulo 4.- Resultados y conclusiones

Una vez que terminamos de construir el sistema antes de sellar el modulo de digitalización se realizo una prueba a la parte analógica de nuestro sistema de adquisición móvil mediante la implementación de la tarjeta de adquisición de datos NI-6009 de la compañía National Instrument la cual posee las siguientes características:

- * 8 entradas analógicas (14 bits, 48 kS/s).
- * 2 salidas analógicas (12 bits a 150 S/s),
- * 12 E/S digitales.
- * Un contador de 32 bits.
- * Energizada por bus USB para una mayor movilidad y conectividad de señal integrada.
- * Compatible con LabVIEW, LabWindows/CVI y Measurement Studio para Visual Studio .NET
- * Software controlador NI-DAQmx y software interactivo NI LabVIEW SignalExpress LE para registro de datos.

Además de la plataforma de programación virtual Labview de la misma compañía, la cual es una plataforma de instrumentación virtual a partir de una programación gráfica, compatible con la tarjeta de adquisición de datos (NI6009

El programa que se diseño en la plataforma Labview es el siguiente:

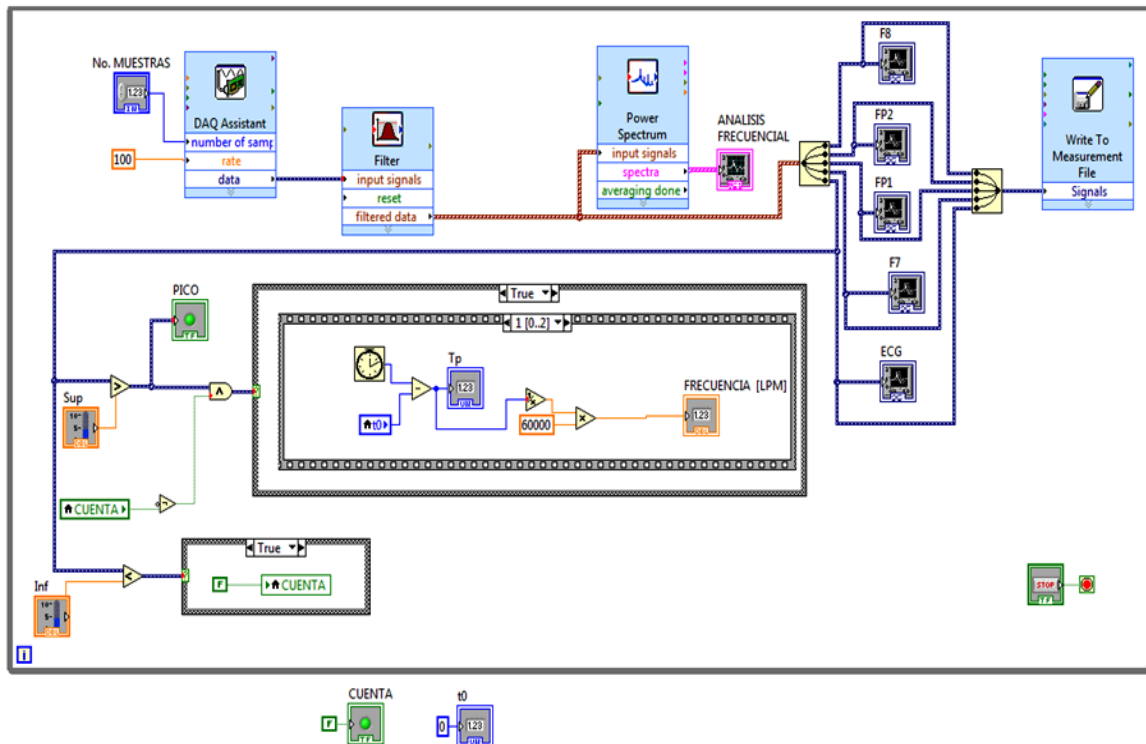


Figura 4.2.- Programa implementado en Labview

Capítulo 4.- Resultados y conclusiones

De acuerdo a la figura 4.2, observamos que el programa en el bloque de DAQ Assistant tiene un recuadro con nombre “No. MUESTRAS”, el cual nos sirve para poder variar la tasa de muestreo de las señales. Por otra parte como se menciono anteriormente, el programa está contenido en una estructura de control “while”, el cual hará que nuestro programa dejara de ejecutarse hasta que el usuario oprima el botón de paro; hay que mencionar que el almacenamiento de la información de cada señal se realiza de manera automática cuando se ejecuta el programa y deja de almacenar cuando se oprime el botón de paro, además de que esta será almacenada en un archivo con extensión lvm.

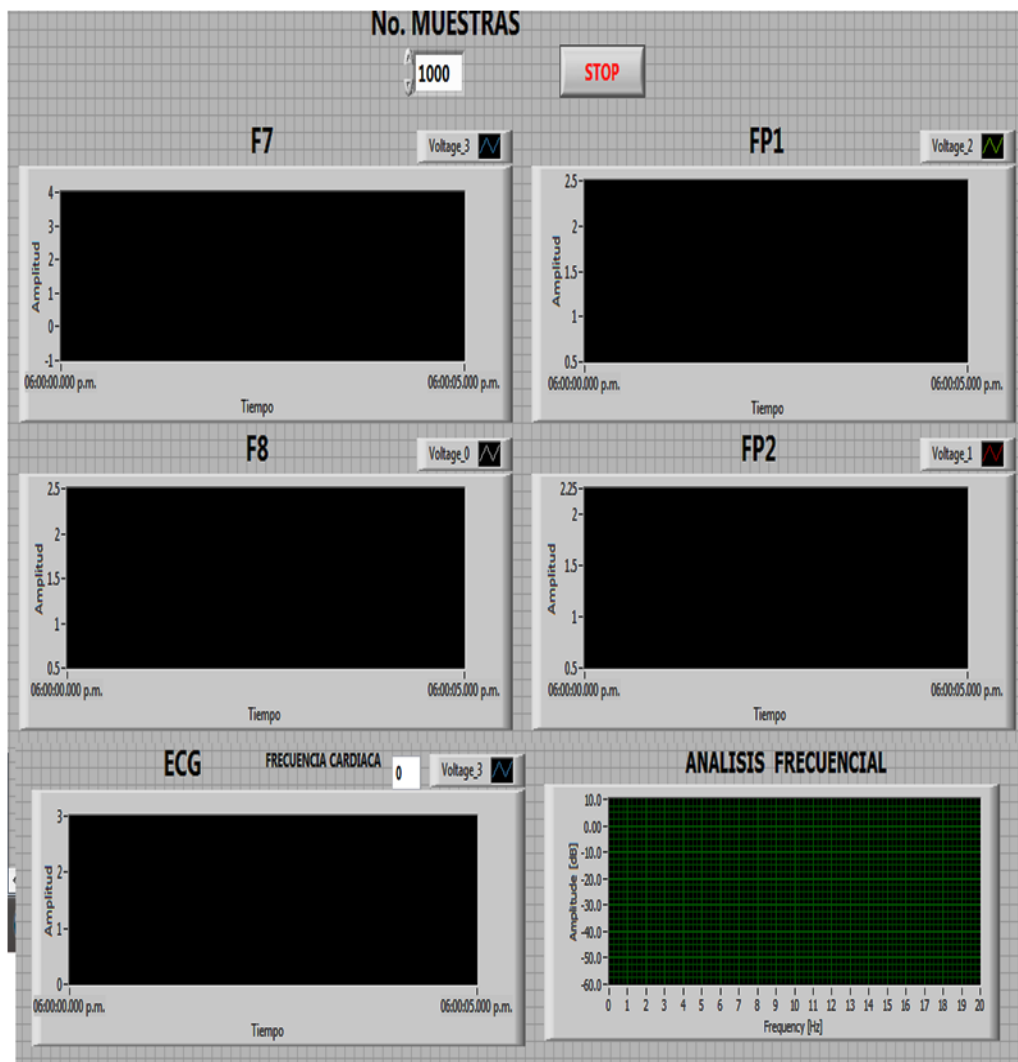


Figura 4.3.- Vista del programa para visualizar las señales.

En la figura 7.3 se puede observar las pantallas donde podemos visualizar de manera grafica cada una de las señales (cuatro de EEG y una de ECG), además tenemos la pantalla donde podemos visualizar el contenido frecuencial de todas las señales.

Capítulo 4.- Resultados y conclusiones

Se colocaron todos los electrodos en su posición (F7, FP1, FP2, F8, REF DER, REF IZQ, REF CENTRAL, BRAZO IZQ, BRAZO DER, REF) y se ejecuto el programa que se diseño en labview durante 72 segundos. Recordemos que el archivo donde labview guarda la información, tiene una extensión .lvm; el cual se puede abrir por medio del programa Excel de office, donde podemos visualizar la tabla de los datos de cada canal y al mismo tiempo podemos graficarlos para poder visualizar la señal adquirida. En este caso se graficaron los datos de cada canal de EEG y se obtuvieron las siguientes graficas:

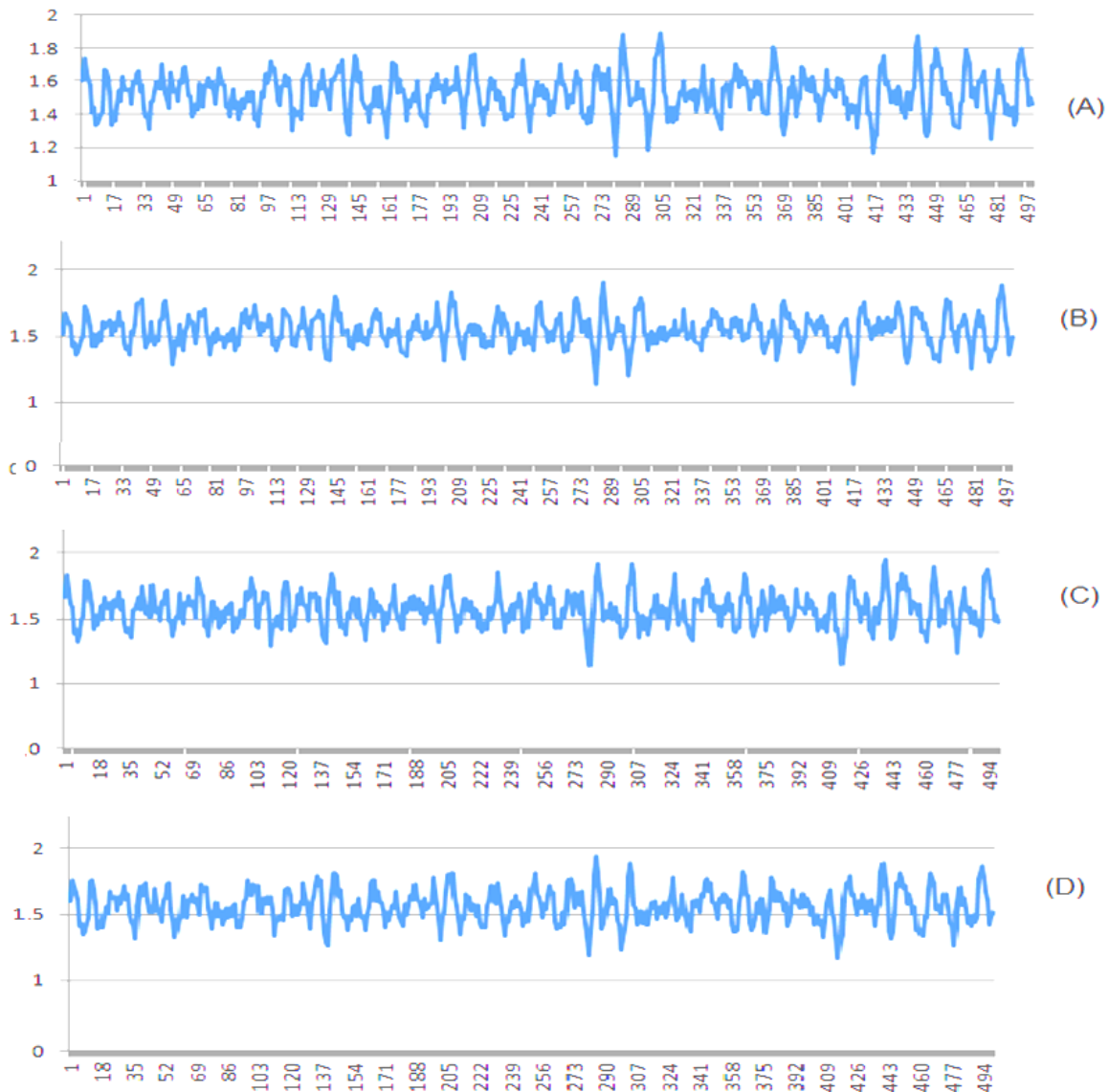


Figura 4.4.- Señales graficadas por medio de excel.

Las graficas corresponden a los canales F7 (A), FP1 (B), FP2(C) y F8 (D)

Capítulo 4.- Resultados y conclusiones

Finalmente se cerró el modulo digital, se conecto con la diadema EEG, se realizo el encendido del equipo de monitoreo móvil y se verifico el buen funcionamiento del programa realizado en la plataforma arduino y cargado a la placa arduino mega. Cuando se selecciono la opción de “adquirir muestra” y se pulso “play” el programa nos mando a la pantalla de “adquiriendo muestra” por lo que se dejo en esta aplicación durante 2 minutos y después se pulso “parar”, se extrajo la memoria sd y se verifico que el modulo de adquisición móvil almacenara la información correspondientes a cada canal. Un dato importante es que el convertidor analógico digital de la tarjeta arduino nos entrega un valor entero que varía desde 0 hasta 1024.

En este caso se guardaron 40 valores por canal durante 1 segundo, por lo que la tarjeta arduino toma 200 muestras por segundo con una tasa de muestreo de 200 Hz y la forma en que almaceno los datos fue la siguiente:

```
15/11/2013  
11:16:09  
C1 C2 C3 C4 C5 HORA  
267 284 295 268 283 11:16:09
```

Mediante la herramienta “excel” de la paqueteria de office se graficaron los datos adquiridos y estos fueron los resultados:

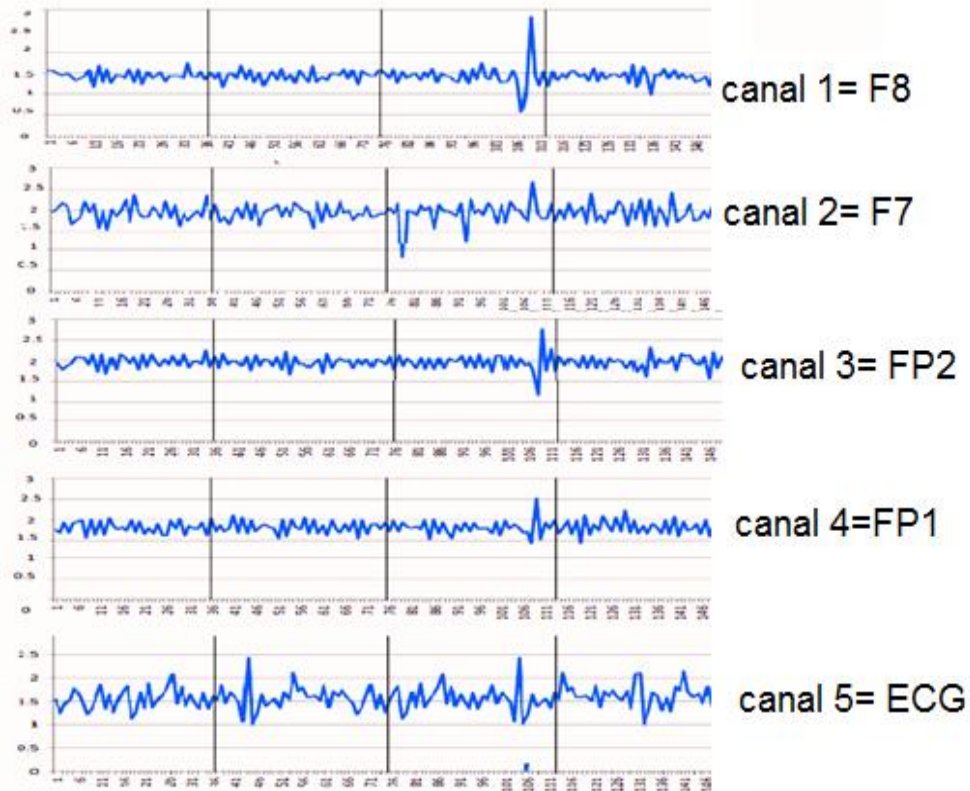


Figura 4.5.- Señales obtenidas con el equipo de adquisición movil diseñado

Las graficas mostradas en la figura 4.5 corresponden a los puntos F8 (canal 1), F7 (canal 2), FP2 (canal 3), FP1 (canal 4) y EEG (canal 5); el eje y corresponde al voltaje y el eje x corresponde al numero de muestra.

4.2.- Conclusiones

De acuerdo a los resultados obtenidos por medio de nuestro sistema movil de adquisicion de señales bioeléctricas, podemos concluir los siguientes puntos:

* Los subsistemas de adquisicion de señales EEG y ECG analogicas, funciona de manera correcta con los circuitos propuestos y con los electrolitos que se implemetaron para diseñar los electrodos activos; sin embargo seria mejor cambiarlos por unos de plata u oro ya que estos ofrecen una mayor conductividad electrica (ver tabla 1) y con ello podriamos obtener una mejor señal de EEG.

* En cuanto al programa que se realizo en labview, este fue solo una referencia para corroborar que el sistema movil de adquisición que se diseñó y construyó funciona perfectamente; cabe mencionar que la prueba se realizó en presencia de personal medico del Instituto Nacional de Psiquiatria los cuales dieron el visto bueno al sistema movil diseñado.

* A pesar de que la diadema de EEG es comoda para el usuario, podemos reducir los subsistemas de adquisición analogica (EEG y ECG) con el uso de tecnologia de montaje superficial; asi lograremos reducir no solo el tamaño de la diadema sino tambien su peso y con ello le brindaremos al usuario mayor comodidad. De igual manera se puede implementar este tipo de tecnologia en la parte de digitalización y asi lograremos reducir el peso.

* El sistema de adquisicion movil en la parte de la digitalizacion funciona de manera correcta; sin embargo, se puede mejorar el programa (tarjeta de desarrollo arduino y pantalla tactil) para poder obtener una mejor tasa de muestreo que nos permita adquirir la señal lo mejor posible sin perder detalle alguno de las señales encefalograficas y electrocardiograficas.

* La selección de la bateria fue buena, debido a que nos permitió tener encendido el equipo durante 15 horas (esto se realizo mediante el encendido y selección de la opcion "adquiriendo muestra" y dejando el equipo en este estado hasta que se apagara por si solo, posteriormente se verificó la duracion mediante la hora almacenada en la memoria sd); sin embargo su peso y tamaño pueden ser una desventaja, por lo que proponemos sustituir el uso de esta bateria por un sistema de baterias de ion litio.

Capítulo 5

REFERENCIAS

- [1] Díaz Masip Mildred, Barreiro Veitia Dionis; Corazon y cerebro ramas de un mismo tronco, Cuba, 2006.
- [2] Ssang-Hee Seo, Jung Tae Lee; Stress and EEG; Pusan Korea.
- [3] AK Kokonozi, EM Michail, IC Chouvarda, NM Maglaveras; A Study of Heart Rate and Brain System Complexity and Their Interaction in Sleep-Deprived Subjects; Greece.
- [4] Cabo Roca Javier; Sistema de adquisición portátil con telemetría bluetooth; Barcelona; marzo 2009.
- [5] Pilatuna Cancina Betty, Y. Guamán Vanessa; Diseño y construcción de un sistema de monitorización del nivel de alerta humano en tiempo real basado en ondas cerebrales; Quito, Ecuador; septiembre 2007.
- [6] Ortiz Gonzales Juan Paúl, Reinoso Avecillas Manuel Jeová; Prototipo de electroencefalógrafo para adquisición de señales cerebrales; Ecuador, 2010.
- [7] Josefina Ricardo Garcell, Jorge J. González Olvera, Edgar Miranda, Varios; EEG sources in a group of patients with major depressive disorders; Agosto 2008.
- [8] Colectivo de autores. Programa Nacional de Prevención y Control de las Enfermedades Cerebrovasculares. Ministerio de Salud Pública. Cuba; 2000.
- [9] Mauricio MD. Aspectos epidemiológicos de la enfermedad cerebrovascular. Frecuencias y factores de riesgo. Primer Congreso Virtual de Neurología; 2000.
- [10] Olalla MT, Medrano MJ, Sierra MJ, Almazan J. Mortalidad por enfermedad cerebrovascular en España. Rev Neurol. 1999;29:872-8
- [11] Robert F. Coughlin, Frederick F. Driscoll , Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales, Pearson Educación, 1999.
- [12] Federico Miyara, Filtros activos, Primera edición: 1991
- [13] Mailvino, Principios de electrónica, sexta edición, Mc Graw Hill.

Capítulo 6

ANEXOS

6.1.- Glosario de términos

EEG

Electroencefalografía, abreviatura

ECG

Electrocardiograma ó electrocardiografía, abreviatura

ECV

Enfermedades cardiovasculares, abreviatura

ANS

Sistema nervioso autónomo, abreviatura en ingles

HF

Alta frecuencia, abreviatura en ingles

LF

Baja frecuencia, abreviatura en ingles

VCR

Variabilidad del ritmo cardiaco, abreviatura

P, Q, R, S Y T

Siglas de los segmentos de una señal electrocardiográfica

HOLTER

Dispositivo electrónico de registro electrocardiográfico portátil

NA

Símbolo químico de sodio

K

Símbolo químico de potasio

Cl

Símbolo químico de Cloruro

aVR

Brazo derecho aumentado, abreviatura

aVL

Brazo izquierdo aumentado, abreviatura

aVF

Pierna derecha aumentada, abreviatura

EV1 y EV2

Posiciones electrocardiográficas

PA

Potencial de acción de las neuronas, abreviatura

F, T, C, P, Y O

Siglas de las posiciones de los electrodos en el sistema 10-20

Ehe

Diferencia de potencial de semicelúla

Ese

Diferencia de potencial de la piel

Rd Y Cd

Impedancia asociada del electrodo

Rs

Impedancia del electrólito

Re Y Ce

Impedancia de la epidermis

Ru

Impedancia de la dermis

OFFSET DC

Nivel de voltaje de corriente directa sumado a una señal, que la transforma en otra o la cambia de nivel de referencia.

SLEW RATE

Efecto no lineal en los amplificadores que representa la incapacidad de seguir variaciones rápidas de voltaje.

dB

Abreviatura de la unidad relativa empleada para expresar la relación entre dos magnitudes

Hz

Abreviatura de la unidad relativa empleada para expresar la relación entre dos magnitudes

DC

Abreviatura para expresar la tensión eléctrica de corriente directa.

LCD

Abreviatura de una pantalla de cristal líquido, abreviatura en ingles.

SD

Abreviatura en ingles de un formato de tarjeta de memoria. (Secure digital).

FAT

Abreviatura en ingles de la versión del sistema de Microsoft Windows. (File Allocation Table).

INPRF

Abreviatura del Instituto Nacional de Psiquiatria “Ramón de la Fuente”

6.2- Filtros

Existen dos tipos: los pasivos y los activos; los primeros están conformados por componentes pasivos (resistencias, capacitores e inductores), los segundos están conformados por resistencias, capacitores y amplificadores operacionales; además podemos encontrar diferentes configuraciones de ambos tipos de filtros según sus características frecuenciales:

- **Filtro pasa bajas.** Permite el paso de las frecuencias bajas y atenúa las frecuencias altas, a partir de la frecuencia de corte.
- **Filtro pasa altas.** Permite el paso de las frecuencias altas y atenúa las frecuencias bajas.
- **Filtro pasa banda.** Deja pasar un determinado rango de frecuencias de una señal y atenúa el paso del resto de la señal.
- **Filtro elimina banda.** No permite el paso de señales cuyas frecuencias se encuentran comprendidas entre las frecuencias de corte superior e inferior.

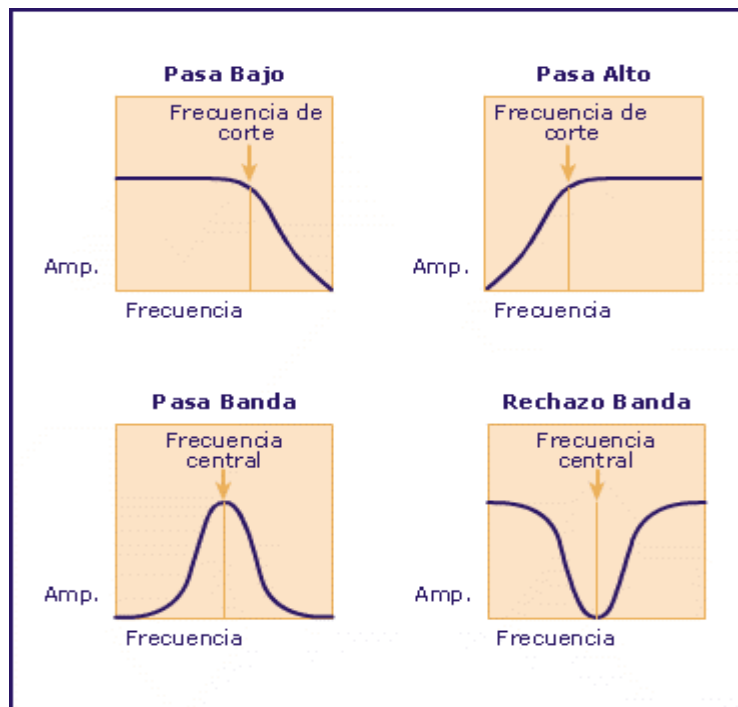


Figura 6.1.- Comportamiento de los filtros A) pasa bajas, B) pasa altas, C) pasa banda y D) rechazo de banda.

Otra clasificación de los filtros es de acuerdo a su forma de respuesta:

Bessel. El filtro Bessel está diseñado para tener una fase lineal en las bandas pasantes, por lo que no distorsionan las señales; además posee un desfase casi lineal en la banda de paso y una transición lenta en la zona atenuada. Compuesto únicamente por polos.

* **Butterworth.** La respuesta en frecuencia del filtro es plana con mínimos rizados en la banda de paso. La salida se mantiene constante casi hasta la frecuencia de corte, luego disminuye a razón de $20 \cdot N$ dB por década, donde N es el número de polos del filtro. Es el único filtro que mantiene su forma para órdenes mayores.

* **Chebyshev I.** Son filtros que únicamente tienen polos, presentan un rizado constante en la banda pasante y presentan una caída de la respuesta en frecuencia más pronunciada.

* **Cauer (elíptico).** Posee rizado en la banda de paso y atenuada, su transición es óptima a la banda atenuada, es decir, su caída es de casi 90° .

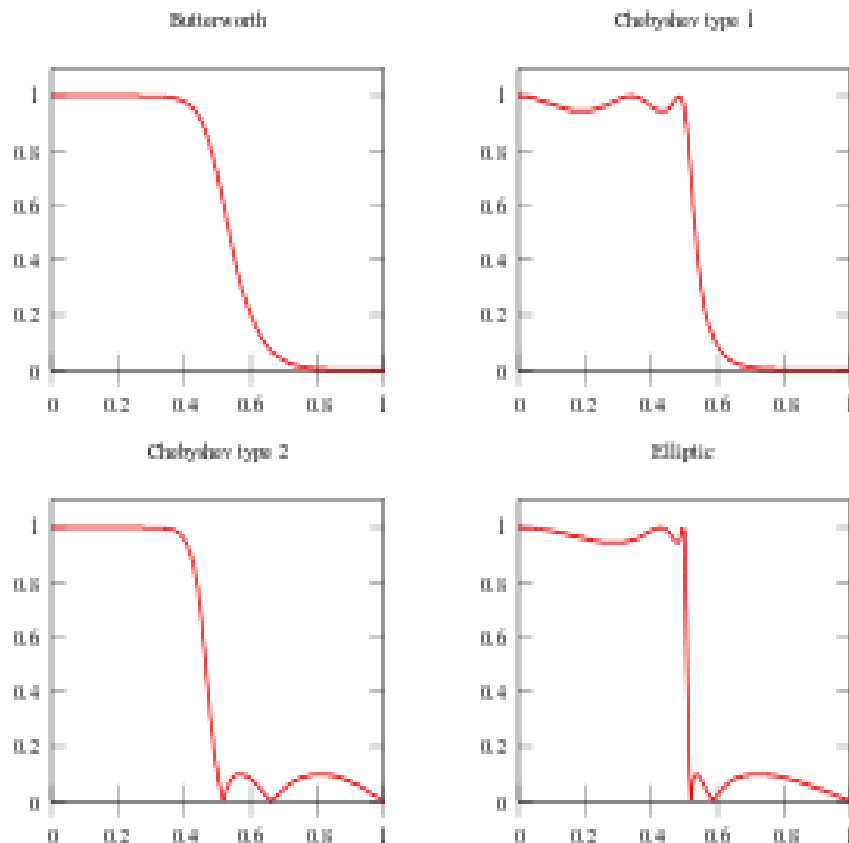


Figura 6.2.- Características de los filtros A) Bessel, B) Butterworth C) Chebyshev y D) Cauer.

En cuanto a la forma de implementar el circuito electrónico del filtro encontramos la configuración llamada “Sallen Key”; la cual es una topología de etapas de segundo orden, que brinda la posibilidad de configurar filtros pasa bajas o pasa altas mediante el uso de dos resistencias, dos condensadores y un amplificador operacional. Además esta configuración permite tener cierta ganancia en la señal mediante la implementación de dos resistencias en configuración de divisor de tensión en la entrada negativa del amplificador operacional. Otra ventaja es que se puede implementar varios ordenes de filtros con solo poner en cascada varias etapas de segundo orden.

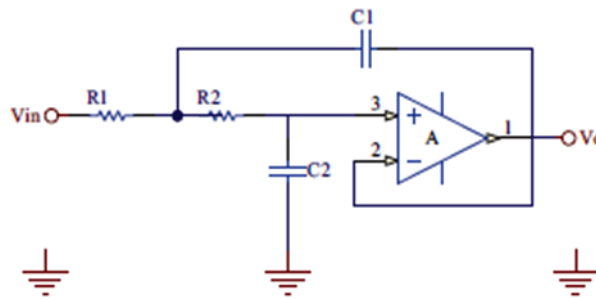


Figura 6.3.- Configuración Sallen Key

De acuerdo al esquema de arriba (configuración de filtro pasa bajas “sallen key”), podemos realizar un análisis del funcionamiento de la configuración Sallen Key, con la finalidad de obtener la función de transferencia del filtro.

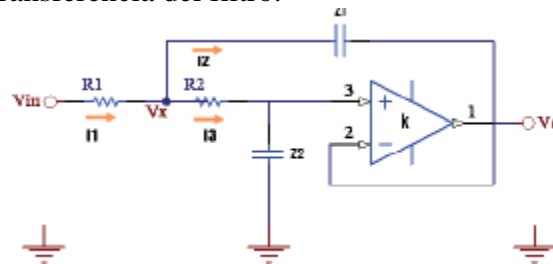


Figura 6. 4.- Análisis de corrientes de kirchhoff en filtro pasa bajas

Para encontrar la función de transferencia del filtro, aplicamos la ley de corrientes de kirchhoff en el nodo Vx mostrado en la figura 6.4, para encontrar la relación de las corrientes entrantes y salientes en el nodo.

$$I_1 - I_2 - I_3 = 0 \quad (1)$$

Haciendo el análisis de las corrientes involucradas en la ecuación anterior (1), tenemos:

$$I_1 = \frac{V_1 - V_x}{R_1} \quad (2)$$

$$I_2 = \frac{V_x - V_0}{Z_1} \quad (3)$$

$$I_3 = \frac{V_x}{R_2 + Z_2} \quad (4)$$

Si reemplazamos (2), (3) y (4) en (1) tenemos:

$$\frac{V_1 - V_x}{R_1} - \frac{V_x - V_0}{Z_1} - \frac{V_x}{R_2 + Z_2} = 0 \quad (5)$$

Simplificando la ecuación anterior:

$$V_x \left(-\frac{1}{R_1} - \frac{1}{Z_1} - \frac{1}{R_2 + Z_2} \right) + \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_0}{Z_1} = 0 \quad (6)$$

Si además aplicamos el divisor de tensión y la característica de circuito virtual de un amplificador operacional, obtenemos:

$$V_x \left(\frac{Z_2}{R_2 + Z_2} \right) K = V_0 \quad (7)$$

Despejamos V_x de la ecuación anterior

$$V_x = \frac{V_0(R_2 + Z_2)}{KZ_2} \quad (8)$$

Finalmente, si sustituimos a (8) en (6) obtenemos:

$$\frac{V_0(R_2 + Z_2)}{KZ_2} \left(-\frac{1}{R_1} - \frac{1}{Z_1} - \frac{1}{R_2 + Z_2} \right) + \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_0}{Z_1} = 0 \quad (9)$$

De donde despejamos la función de transferencia del filtro pasa bajas V_0/V_i :

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{K}{\frac{R_2}{Z_2} + 1 + \frac{R_1 R_2}{Z_1 Z_2} + \frac{R_1}{Z_1} + \frac{R_1}{Z_2} + \frac{K R_1}{Z_1}} \quad (10)$$

Por otra parte, si tomamos la transformada de Laplace para la impedancia capacitiva, obtenemos:

$$Z = \frac{1}{sC} \quad (11)$$

Si reemplazamos (11) en (10) y desarrollamos la expresión, se obtiene la función de transferencia del filtro pasa bajas en términos de la variable compleja s:

$$\frac{V_0}{V_1} = \frac{K}{R_1 R_2 C_1 C_2 s^2 + [C_2(R_1 + R_2) + R_1 C_1(1 + K)]s + 1} \quad (12)$$

Por otra parte, en cuanto al filtro pasa altas se refiere a continuación de muestra el circuito en configuración Sallen Key de un filtro pasa altas:

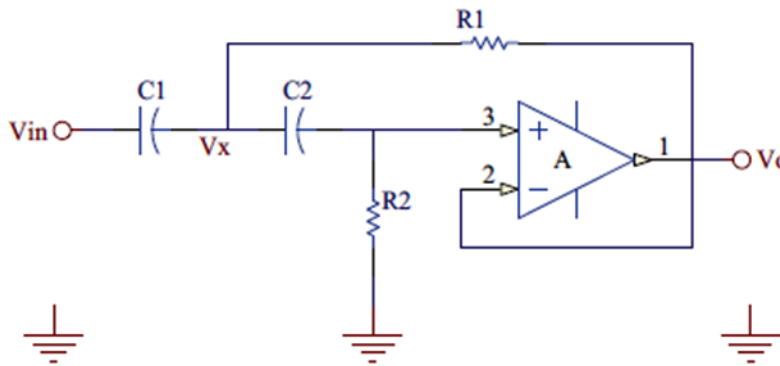


Figura 6.5.- Configuración Sallen Key de un filtro pasa altas

Al igual que el filtro pasa bajas, para el filtro pasa altas se aplica el mismo procedimiento; partiendo de la aplicación de la ley de corrientes de kirchhoff en el nodo Vx y desarrollando las ecuaciones correspondientes; finalmente obtenemos la función de transferencia del filtro pasa altas Vo/Vi:

$$\frac{V_0}{V_1} = \frac{K}{\frac{Z_2}{R_2} + 1 + \frac{Z_1 Z_2}{R_1 R_2} + \frac{Z_1}{R_1} + \frac{Z_1}{R_2} + \frac{K Z_1}{R_1}} \quad (13)$$

Aplicando la transformada de Laplace para la impedancia capacitiva y reemplazándola en la formula 13, se tiene la función de transferencia del filtro:

$$\frac{V_0}{V_1} = \frac{K R_1 R_2 C_1 C_2 s^2}{R_1 R_2 C_1 C_2 s^2 + [R_1(C_1 + C_2) + R_2 C_2(I_1 + K)]s + 1} \quad (14)$$

6.3.- Hoja de especificaciones



Low Cost, Low Power Instrumentation Amplifier

AD620

FEATURES

EASY TO USE

Gain Set with One External Resistor
(Gain Range 1 to 1000)

Wide Power Supply Range (± 2.3 V to ± 18 V)

Higher Performance than Three Op Amp IA Designs

Available in 8-Lead DIP and SOIC Packaging

Low Power, 1.3 mA max Supply Current

EXCELLENT DC PERFORMANCE ("B GRADE")

50 μ V max, Input Offset Voltage

0.6 μ V/ $^{\circ}$ C max, Input Offset Drift

1.0 nA max, Input Bias Current

100 dB min Common-Mode Rejection Ratio (G = 10)

LOW NOISE

9 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$, @ 1 kHz, Input Voltage Noise

0.28 μ V p-p Noise (0.1 Hz to 10 Hz)

EXCELLENT AC SPECIFICATIONS

120 kHz Bandwidth (G = 100)

15 μ s Settling Time to 0.01%

APPLICATIONS

Weigh Scales

ECG and Medical Instrumentation

Transducer Interface

Data Acquisition Systems

Industrial Process Controls

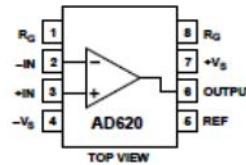
Battery Powered and Portable Equipment

PRODUCT DESCRIPTION

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

CONNECTION DIAGRAM

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



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

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

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

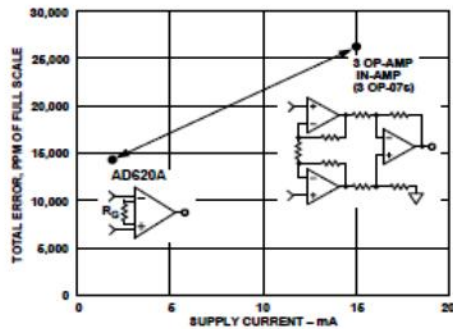


Figure 1. Three Op Amp IA Designs vs. AD620

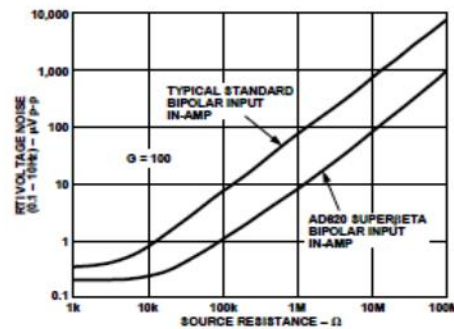


Figure 2. Total Voltage Noise vs. Source Resistance

REV. E

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

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

AD620—SPECIFICATIONS

(Typical @ +25°C, $V_S = \pm 15$ V, and $R_L = 2$ k Ω , unless otherwise noted)

Model	Conditions	AD620A			AD620B			AD620S ¹			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
GAIN											
Gain Range	$G = 1 + (49.4 \text{ k}/R_G)$	1		10,000	1		10,000	1		10,000	
Gain Error ²	$V_{OUT} = \pm 10$ V										
G = 1			0.03	0.10		0.01	0.02		0.03	0.10	%
G = 10			0.15	0.30		0.10	0.15		0.15	0.30	%
G = 100			0.15	0.30		0.10	0.15		0.15	0.30	%
G = 1000			0.40	0.70		0.35	0.50		0.40	0.70	%
Nonlinearity,	$V_{OUT} = -10$ V to +10 V,										
G = 1–1000	$R_L = 10$ k Ω		10	40		10	40		10	40	ppm
G = 1–100	$R_L = 2$ k Ω		10	95		10	95		10	95	ppm
Gain vs. Temperature	G = 1			10			10			10	ppm/°C
	Gain > 1 ²			–50			–50			–50	ppm/°C
VOLTAGE OFFSET											
Input Offset, V_{OSI}	(Total RTI Error = $V_{OSI} + V_{OSO}/G$) $V_S = \pm 5$ V to ± 15 V		30	125		15	50		30	125	μ V
Over Temperature	$V_S = \pm 5$ V to ± 15 V			185			85			225	μ V
Average TC	$V_S = \pm 5$ V to ± 15 V		0.3	1.0		0.1	0.6		0.3	1.0	μ V/°C
Output Offset, V_{OSO}	$V_S = \pm 15$ V		400	1000		200	500		400	1000	μ V
Over Temperature	$V_S = \pm 5$ V			1500			750			1500	μ V
Average TC	$V_S = \pm 5$ V to ± 15 V			2000			1000			2000	μ V
Offset Referred to the	$V_S = \pm 5$ V to ± 15 V		5.0	15		2.5	7.0		5.0	15	μ V/°C
Input vs.											
Supply (PSR)	$V_S = \pm 2.3$ V to ± 18 V										
G = 1		80		100	80		100	80		100	dB
G = 10		95		120	100		120	95		120	dB
G = 100		110		140	120		140	110		140	dB
G = 1000		110		140	120		140	110		140	dB
INPUT CURRENT											
Input Bias Current			0.5	2.0		0.5	1.0		0.5	2	nA
Over Temperature				2.5			1.5			4	nA
Average TC			3.0			3.0			8.0		pA/°C
Input Offset Current			0.3	1.0		0.3	0.5		0.3	1.0	nA
Over Temperature				1.5			0.75			2.0	nA
Average TC						1.5			8.0		pA/°C
INPUT											
Input Impedance											
Differential				10 2			10 2			10 2	G Ω pF
Common-Mode				10 2			10 2			10 2	G Ω pF
Input Voltage Range ³	$V_S = \pm 2.3$ V to ± 5 V	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.2$	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.2$	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.2$	V
Over Temperature	$V_S = \pm 5$ V to ± 18 V	$-V_S + 2.1$		$+V_S - 1.3$	$-V_S + 2.1$		$+V_S - 1.3$	$-V_S + 2.1$		$+V_S - 1.3$	V
Over Temperature	$V_S = \pm 5$ V to ± 18 V	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.4$	V
Over Temperature	$V_S = \pm 5$ V to ± 18 V	$-V_S + 2.1$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 2.1$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 2.3$		$+V_S - 1.4$	V
Common-Mode Rejection	$V_{CM} = 0$ V to ± 10 V										
Ratio DC to 60 Hz with											
1 k Ω Source Imbalance											
G = 1		73		90	80		90	73		90	dB
G = 10		93		110	100		110	93		110	dB
G = 100		110		130	120		130	110		130	dB
G = 1000		110		130	120		130	110		130	dB
OUTPUT											
Output Swing	$R_L = 10$ k Ω ,										
Over Temperature	$V_S = \pm 2.3$ V to ± 5 V	$-V_S + 1.1$		$+V_S - 1.2$	$-V_S + 1.1$		$+V_S - 1.2$	$-V_S + 1.1$		$+V_S - 1.2$	V
Over Temperature	$V_S = \pm 5$ V to ± 18 V	$-V_S + 1.4$		$+V_S - 1.3$	$-V_S + 1.4$		$+V_S - 1.3$	$-V_S + 1.6$		$+V_S - 1.3$	V
Over Temperature	$V_S = \pm 5$ V to ± 18 V	$-V_S + 1.2$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 1.2$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 1.2$		$+V_S - 1.4$	V
Over Temperature	$V_S = \pm 5$ V to ± 18 V	$-V_S + 1.6$		$+V_S - 1.5$	$-V_S + 1.6$		$+V_S - 1.5$	$-V_S + 2.3$		$+V_S - 1.5$	V
Short Current Circuit			± 18			± 18			± 18		mA

AD620

Model	Conditions	AD620A			AD620B			AD620S ¹			Units	
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
DYNAMIC RESPONSE												
Small Signal -3 dB Bandwidth	10 V Step											
G = 1			1000		1000		1000		1000		kHz	
G = 10			800		800		800		800		kHz	
G = 100			120		120		120		120		kHz	
G = 1000			12		12		12		12		kHz	
Slew Rate			0.75	1.2		0.75	1.2		0.75	1.2		V/μs
Settling Time to 0.01%											μs	
G = 1-100			15			15			15		μs	
G = 1000			150			150			150		μs	
NOISE												
Voltage Noise, 1 kHz	$Total\ RTI\ Noise = \sqrt{(\epsilon_{ni}^2) + (\epsilon_{no} / G)^2}$											
Input, Voltage Noise, ϵ_{ni}			9	13		9	13		9	13	nV/√Hz	
Output, Voltage Noise, ϵ_{no}			72	100		72	100		72	100	nV/√Hz	
RTI, 0.1 Hz to 10 Hz												
G = 1				3.0		3.0	6.0		3.0	6.0		μV p-p
G = 10				0.55		0.55	0.8		0.55	0.8		μV p-p
G = 100-1000			0.28		0.28	0.4		0.28	0.4		μV p-p	
Current Noise	f = 1 kHz		100		100		100		100		fA/√Hz	
0.1 Hz to 10 Hz				10		10		10		10		pA p-p
REFERENCE INPUT												
R_{IN}	$V_{IN+}, V_{REF} = 0$		20		20		20		20		kΩ	
I_{IN}			+50	+60		+50	+60		+50	+60	μA	
Voltage Range			-V _S + 1.6	+V _S - 1.6		-V _S + 1.6	+V _S - 1.6		-V _S + 1.6	+V _S - 1.6		V
Gain to Output				1 ± 0.0001			1 ± 0.0001			1 ± 0.0001		
POWER SUPPLY												
Operating Range ⁴	$V_S = \pm 2.3\text{ V to } \pm 18\text{ V}$		±2.3	±18		±2.3	±18		±2.3	±18	V	
Quiescent Current				0.9	1.3		0.9	1.3		0.9	1.3	mA
Over Temperature				1.1	1.6		1.1	1.6		1.1	1.6	mA
TEMPERATURE RANGE												
For Specified Performance			-40 to +85		-40 to +85		-40 to +85		-55 to +125		°C	

NOTES

- ¹See Analog Devices military data sheet for 883B tested specifications.
 - ²Does not include effects of external resistor R_C.
 - ³One input grounded. G = 1.
 - ⁴This is defined as the same supply range which is used to specify PSR.
- Specifications subject to change without notice.

AD620—Typical Characteristics

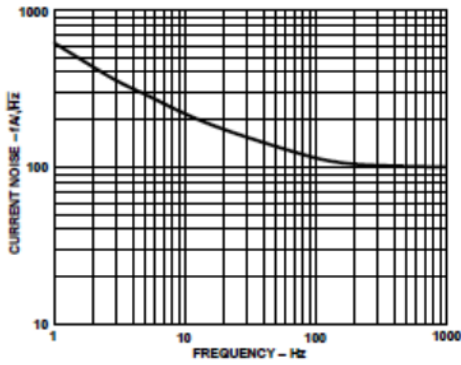


Figure 9. Current Noise Spectral Density vs. Frequency

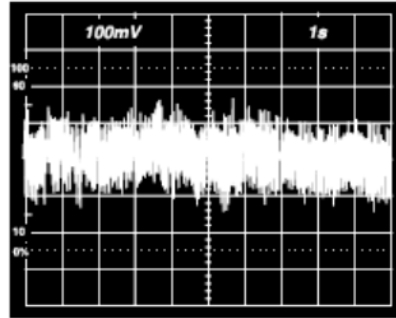


Figure 11. 0.1 Hz to 10 Hz Current Noise, 5 pA/Div

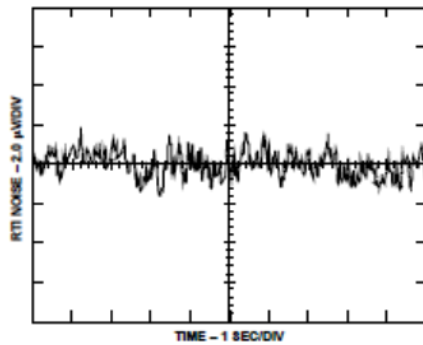


Figure 10a. 0.1 Hz to 10 Hz RTI Voltage Noise ($G = 1$)

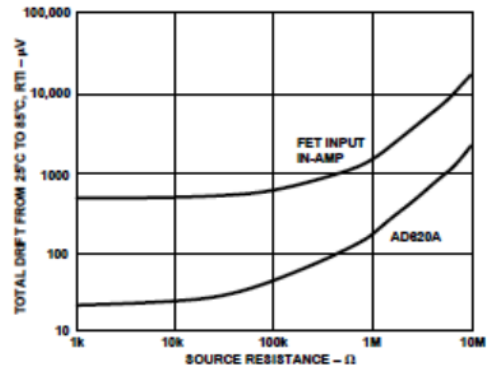


Figure 12. Total Drift vs. Source Resistance

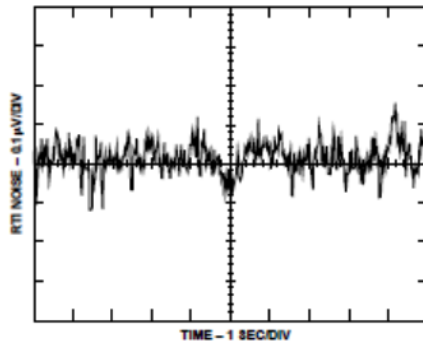


Figure 10b. 0.1 Hz to 10 Hz RTI Voltage Noise ($G = 1000$)

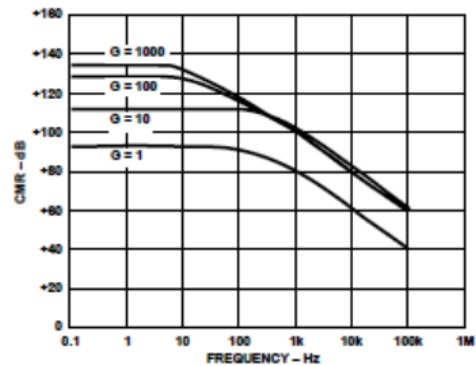


Figure 13. CMR vs. Frequency, RTI, Zero to 1 kΩ Source Imbalance

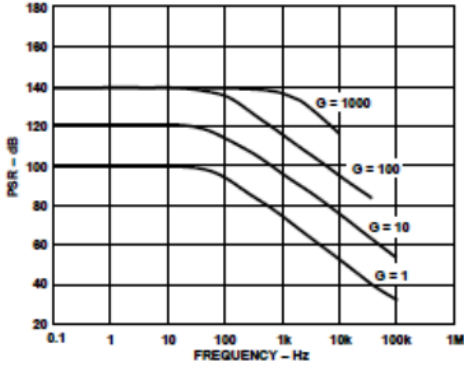


Figure 14. Positive PSR vs. Frequency, RTI (G = 1-1000)

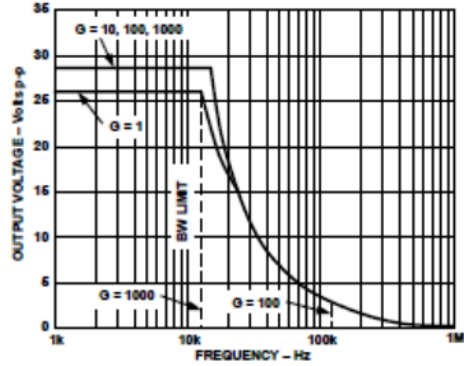


Figure 17. Large Signal Frequency Response

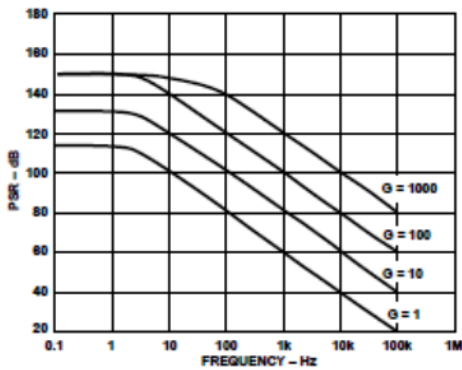


Figure 15. Negative PSR vs. Frequency, RTI (G = 1-1000)

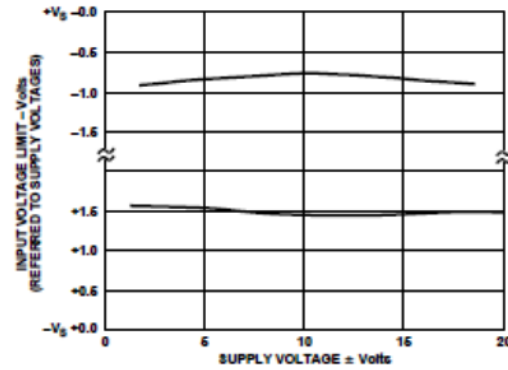


Figure 18. Input Voltage Range vs. Supply Voltage, G = 1

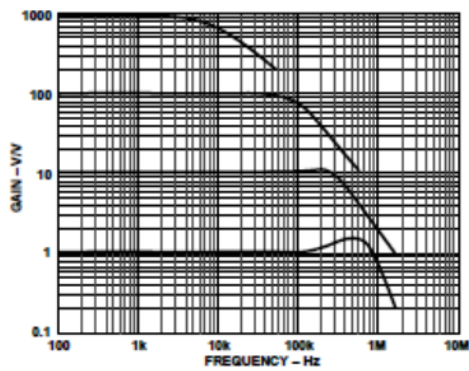


Figure 16. Gain vs. Frequency

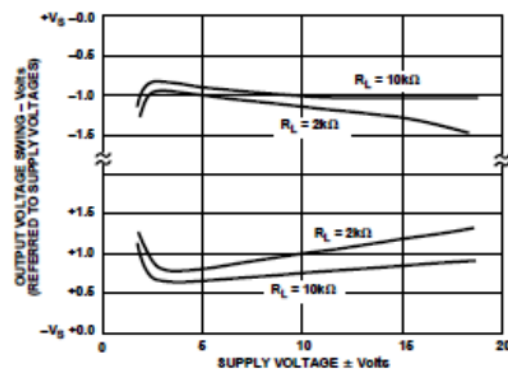


Figure 19. Output Voltage Swing vs. Supply Voltage, G = 10



CMOS Voltage Converters

The Intersil ICL7660 and ICL7660A are monolithic CMOS power supply circuits which offer unique performance advantages over previously available devices. The ICL7660 performs supply voltage conversions from positive to negative for an input range of +1.5V to +10.0V resulting in complementary output voltages of -1.5V to -10.0V and the ICL7660A does the same conversions with an input range of +1.5V to +12.0V resulting in complementary output voltages of -1.5V to -12.0V. Only 2 noncritical external capacitors are needed for the charge pump and charge reservoir functions. The ICL7660 and ICL7660A can also be connected to function as voltage doublers and will generate output voltages up to +18.6V with a +10V input.

Contained on the chip are a series DC supply regulator, RC oscillator, voltage level translator, and four output power MOS switches. A unique logic element senses the most negative voltage in the device and ensures that the output N-Channel switch source-substrate junctions are not forward biased. This assures latchup free operation.

The oscillator, when unloaded, oscillates at a nominal frequency of 10kHz for an input supply voltage of 5.0V. This frequency can be lowered by the addition of an external capacitor to the "OSC" terminal, or the oscillator may be overdriven by an external clock.

The "LV" terminal may be tied to GROUND to bypass the internal series regulator and improve low voltage (LV) operation. At medium to high voltages (+3.5V to +10.0V for the ICL7660 and +3.5V to +12.0V for the ICL7660A), the LV pin is left floating to prevent device latchup.

Features

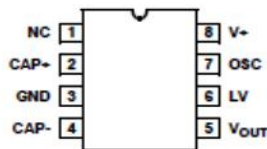
- Simple Conversion of +5V Logic Supply to ±5V Supplies
- Simple Voltage Multiplication ($V_{OUT} = (-) nV_{IN}$)
- Typical Open Circuit Voltage Conversion Efficiency 99.9%
- Typical Power Efficiency 98%
- Wide Operating Voltage Range
 - ICL7660 1.5V to 10.0V
 - ICL7660A 1.5V to 12.0V
- ICL7660A 100% Tested at 3V
- Easy to Use - Requires Only 2 External Non-Critical Passive Components
- No External Diode Over Full Temp. and Voltage Range
- Pb-Free Plus Anneal Available (RoHS Compliant)

Applications

- On Board Negative Supply for Dynamic RAMs
- Localized μ Processor (8080 Type) Negative Supplies
- Inexpensive Negative Supplies
- Data Acquisition Systems

Pinouts

ICL7660, ICL7660A
(8 LD PDIP, SOIC)
TOP VIEW



ICL7660, ICL7660A

Ordering Information

PART NUMBER		TEMP. RANGE (°C)	PACKAGE	PKG. DWG. #
ICL7660CBA*	7660CBA	0 to 70	8 Ld SOIC (N)	M8.15
ICL7660CBAZ* (See Note)	7660CBAZ	0 to 70	8 Ld SOIC (N) (Pb-free)	M8.15
ICL7660CBAZA* (See Note)	7660CBAZ	0 to 70	8 Ld SOIC (N) (Pb-free)	M8.15
ICL7660CPA	7660CPA	0 to 70	8 Ld PDIP	E8.3
ICL7660CPAZ (See Note)	7660CPAZ	0 to 70	8 Ld PDIP** (Pb-free)	E8.3
ICL7660ACBA*	7660ACBA	0 to 70	8 Ld SOIC (N)	M8.15
ICL7660ACBAZA* (See Note)	7660ACBAZ	0 to 70	8 Ld SOIC (N) (Pb-free)	M8.15
ICL7660ACPA	7660ACPA	0 to 70	8 Ld PDIP	E8.3
ICL7660ACPAZ (See Note)	7660ACPAZ	0 to 70	8 Ld PDIP** (Pb-free)	E8.3
ICL7660AIBA*	7660AIBA	-40 to 85	8 Ld SOIC (N)	M8.15
ICL7660AIBAZ* (See Note)	7660AIBAZ	-40 to 85	8 Ld SOIC (N) (Pb-free)	M8.15

*Add "-T" suffix to part number for tape and reel packaging.

**Pb-free PDIPs can be used for through hole wave solder processing only. They are not intended for use in Reflow solder processing applications.

NOTE: Intersil Pb-free plus anneal products employ special Pb-free material sets; molding compounds/die attach materials and 100% matte tin plate termination finish, which are RoHS compliant and compatible with both SnPb and Pb-free soldering operations. Intersil Pb-free products are MSL classified at Pb-free peak reflow temperatures that meet or exceed the Pb-free requirements of IPC/JEDEC J STD-020.

ICL7660, ICL7660A

Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage	+10.5V
ICL7660	+10.5V
ICL7660A	+13.0V
LV and OSC Input Voltage	-0.3V to (V+ +0.3V) for V+ < 5.5V
(Note 2)	(V+ -5.5V) to (V+ +0.3V) for V+ > 5.5V
Current into LV (Note 2)	20µA for V+ > 3.5V
Output Short Duration (V _{SUPPLY} ≤ 5.5V)	Continuous

Thermal Information

Thermal Resistance (Typical, Note 1)	θ_{JA} (°C/W)	θ_{JC} (°C/W)
PDIP Package*	110	N/A
SOIC Package	160	N/A
Maximum Storage Temperature Range	-65°C to 150°C	
Maximum Lead Temperature (Soldering, 10s)	300°C (SOIC - Lead Tips Only)	

*Pb-free PDIPs can be used for through hole wave solder processing only. They are not intended for use in Reflow solder processing applications.

Operating Conditions

Temperature Range	0°C to 70°C
ICL7660C, ICL7660AC	0°C to 70°C
ICL7660AI	-40°C to 85°C

CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

NOTE:

1. θ_{JA} is measured with the component mounted on an evaluation PC board in free air.

Electrical Specifications ICL7660 and ICL7660A, V+ = 5V, T_A = 25°C, C_{OSC} = 0, Test Circuit Figure 11 Unless Otherwise Specified

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	ICL7660			ICL7660A			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Supply Current	I+	R _L = ∞	-	170	500	-	80	165	µA
Supply Voltage Range - Lo	V _{L+}	MIN ≤ T _A ≤ MAX, R _L = 10kΩ, LV to GND	1.5	-	3.5	1.5	-	3.5	V
Supply Voltage Range - Hi	V _{H+}	MIN ≤ T _A ≤ MAX, R _L = 10kΩ, LV to Open	3.0	-	10.0	3	-	12	V
Output Source Resistance	R _{OUT}	I _{OUT} = 20mA, T _A = 25°C	-	55	100	-	60	100	Ω
		I _{OUT} = 20mA, 0°C ≤ T _A ≤ 70°C	-	-	120	-	-	120	Ω
		I _{OUT} = 20mA, -55°C ≤ T _A ≤ 125°C	-	-	150	-	-	-	Ω
		I _{OUT} = 20mA, -40°C ≤ T _A ≤ 85°C	-	-	-	-	-	120	Ω
		V+ = 2V, I _{OUT} = 3mA, LV to GND, 0°C ≤ T _A ≤ 70°C	-	-	300	-	-	300	Ω
		V+ = 2V, I _{OUT} = 3mA, LV to GND, -55°C ≤ T _A ≤ 125°C	-	-	400	-	-	-	Ω
Oscillator Frequency	f _{OSC}		-	10	-	-	10	-	kHz
Power Efficiency	P _{EF}	R _L = 5kΩ	95	98	-	96	98	-	%
Voltage Conversion Efficiency	V _{OUT EF}	R _L = ∞	97	99.9	-	99	99.9	-	%
Oscillator Impedance	Z _{OSC}	V+ = 2V	-	1.0	-	-	1	-	MΩ
		V = 5V	-	100	-	-	-	-	kΩ
ICL7660A, V+ = 3V, T_A = 25°C, OSC = Free running, Test Circuit Figure 11, Unless Otherwise Specified									
Supply Current (Note 3)	I+	V+ = 3V, R _L = ∞, 25°C	-	-	-	-	26	100	µA
		0°C < T _A < 70°C	-	-	-	-	-	125	µA
		-40°C < T _A < 85°C	-	-	-	-	-	125	µA
Output Source Resistance	R _{OUT}	V+ = 3V, I _{OUT} = 10mA	-	-	-	-	97	150	Ω
		0°C < T _A < 70°C	-	-	-	-	-	200	Ω
		-40°C < T _A < 85°C	-	-	-	-	-	200	Ω
Oscillator Frequency (Note 3)	f _{OSC}	V+ = 3V (same as 5V conditions)	-	-	-	5.0	8	-	kHz
		0°C < T _A < 70°C	-	-	-	3.0	-	-	kHz
		-40°C < T _A < 85°C	-	-	-	3.0	-	-	kHz

ICL7660, ICL7660A

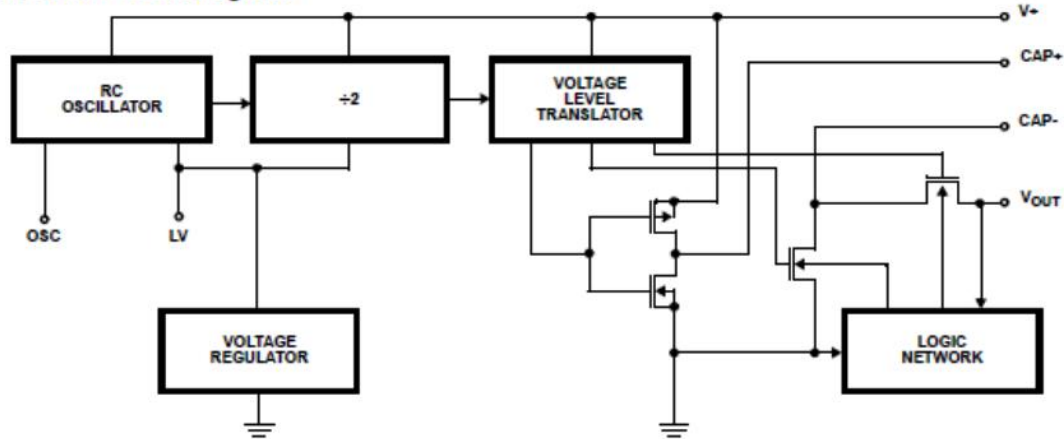
Electrical Specifications ICL7660 and ICL7660A, $V_+ = 5V$, $T_A = 25^\circ C$, $C_{OSC} = 0$, Test Circuit Figure 11
Unless Otherwise Specified (Continued)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	ICL7660			ICL7660A			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Voltage Conversion Efficiency	V_{OUTEFF}	$V_+ = 3V, R_L = \infty$	-	-	-	99	-	-	%
		$T_{MIN} < T_A < T_{MAX}$	-	-	-	99	-	-	%
Power Efficiency	P_{EFF}	$V_+ = 3V, R_L = 5k\Omega$	-	-	-	96	-	-	%
		$T_{MIN} < T_A < T_{MAX}$	-	-	-	95	-	-	%

NOTES:

- Connecting any input terminal to voltages greater than V_+ or less than GND may cause destructive latchup. It is recommended that no inputs from sources operating from external supplies be applied prior to "power up" of the ICL7660, ICL7660A.
- Derate linearly above $50^\circ C$ by $5.5mW/^\circ C$.
- In the test circuit, there is no external capacitor applied to pin 7. However, when the device is plugged into a test socket, there is usually a very small but finite stray capacitance present, of the order of $5pF$.
- The Intersil ICL7660A can operate without an external diode over the full temperature and voltage range. This device will function in existing designs which incorporate an external diode with no degradation in overall circuit performance.

Functional Block Diagram



Typical Performance Curves (Test Circuit of Figure 11)

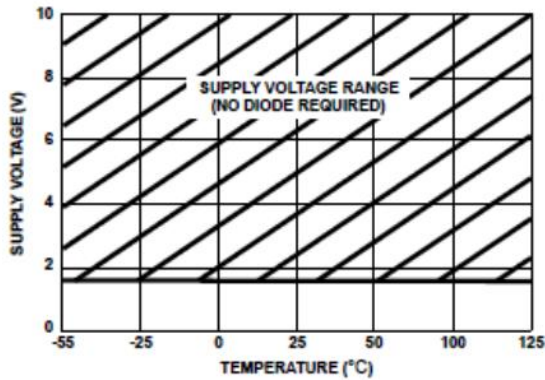


FIGURE 1. OPERATING VOLTAGE AS A FUNCTION OF TEMPERATURE

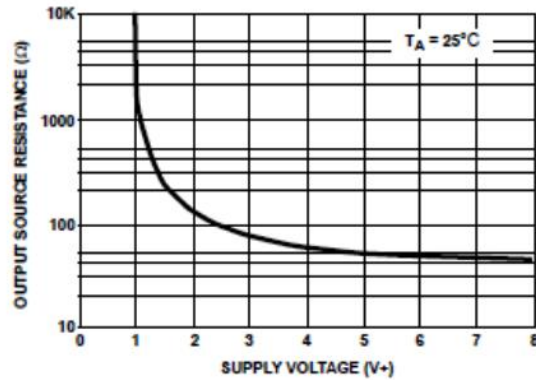


FIGURE 2. OUTPUT SOURCE RESISTANCE AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE

ICL7660, ICL7660A

Typical Performance Curves (Test Circuit of Figure 11) (Continued)

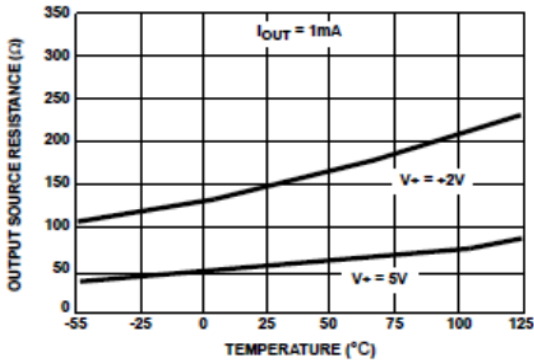


FIGURE 3. OUTPUT SOURCE RESISTANCE AS A FUNCTION OF TEMPERATURE

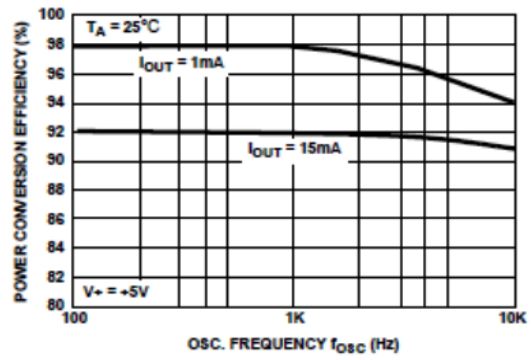


FIGURE 4. POWER CONVERSION EFFICIENCY AS A FUNCTION OF OSC. FREQUENCY

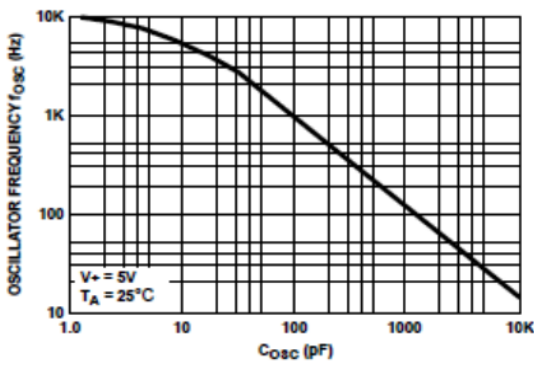


FIGURE 5. FREQUENCY OF OSCILLATION AS A FUNCTION OF EXTERNAL OSC. CAPACITANCE

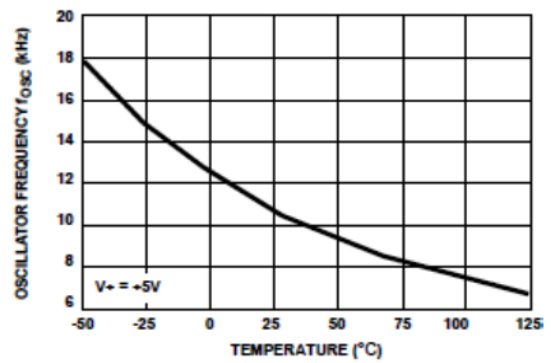


FIGURE 6. UNLOADED OSCILLATOR FREQUENCY AS A FUNCTION OF TEMPERATURE

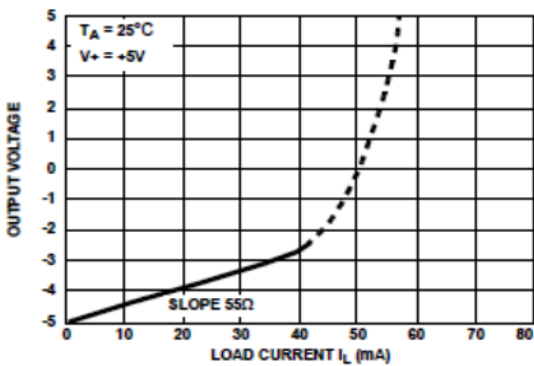


FIGURE 7. OUTPUT VOLTAGE AS A FUNCTION OF OUTPUT CURRENT

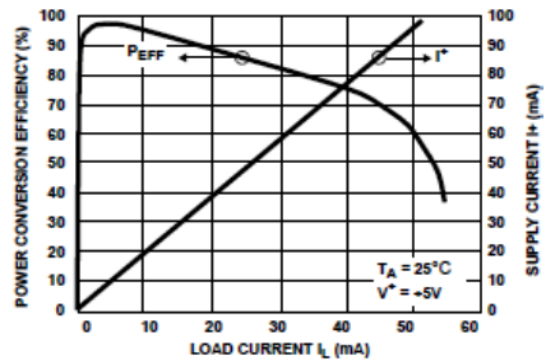


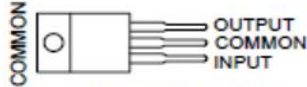
FIGURE 8. SUPPLY CURRENT AND POWER CONVERSION EFFICIENCY AS A FUNCTION OF LOAD CURRENT

μA7800 SERIES POSITIVE-VOLTAGE REGULATORS

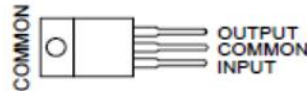
SLVS056J – MAY 1976 – REVISED MAY 2003

- 3-Terminal Regulators
- Output Current up to 1.5 A
- Internal Thermal-Overload Protection
- High Power-Dissipation Capability
- Internal Short-Circuit Current Limiting
- Output Transistor Safe-Area Compensation

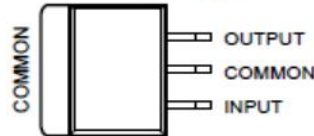
KC (TO-220) PACKAGE
(TOP VIEW)



KCS (TO-220) PACKAGE
(TOP VIEW)



KTE PACKAGE
(TOP VIEW)



description/ordering information

This series of fixed-voltage integrated-circuit voltage regulators is designed for a wide range of applications. These applications include on-card regulation for elimination of noise and distribution problems associated with single-point regulation. Each of these regulators can deliver up to 1.5 A of output current. The internal current-limiting and thermal-shutdown features of these regulators essentially make them immune to overload. In addition to use as fixed-voltage regulators, these devices can be used with external components to obtain adjustable output voltages and currents, and also can be used as the power-pass element in precision regulators.

ORDERING INFORMATION

T _J	V _{O(NOM)} (V)	PACKAGE†		ORDERABLE PART NUMBER	TOP-SIDE MARKING
0°C to 125°C	5	POWER-FLEX (KTE)	Reel of 2000	μA7805CKTER	μA7805C
		TO-220 (KC)	Tube of 50	μA7805CKC	μA7805C
		TO-220, short shoulder (KCS)	Tube of 20	μA7805CKCS	
	8	POWER-FLEX (KTE)	Reel of 2000	μA7808CKTER	μA7808C
		TO-220 (KC)	Tube of 50	μA7808CKC	μA7808C
		TO-220, short shoulder (KCS)	Tube of 20	μA7808CKCS	
	10	POWER-FLEX (KTE)	Reel of 2000	μA7810CKTER	μA7810C
		TO-220 (KC)	Tube of 50	μA7810CKC	μA7810C
	12	POWER-FLEX (KTE)	Reel of 2000	μA7812CKTER	μA7812C
		TO-220 (KC)	Tube of 50	μA7812CKC	μA7812C
		TO-220, short shoulder (KCS)	Tube of 20	μA7812CKCS	
	15	POWER-FLEX (KTE)	Reel of 2000	μA7815CKTER	μA7815C
		TO-220 (KC)	Tube of 50	μA7815CKC	μA7815C
		TO-220, short shoulder (KCS)	Tube of 20	μA7815CKCS	
	24	POWER-FLEX (KTE)	Reel of 2000	μA7824CKTER	μA7824C
		TO-220 (KC)	Tube of 50	μA7824CKC	μA7824C

† Package drawings, standard packing quantities, thermal data, symbolization, and PCB design guidelines are available at www.ti.com/sc/package.



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

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

**TEXAS
INSTRUMENTS**

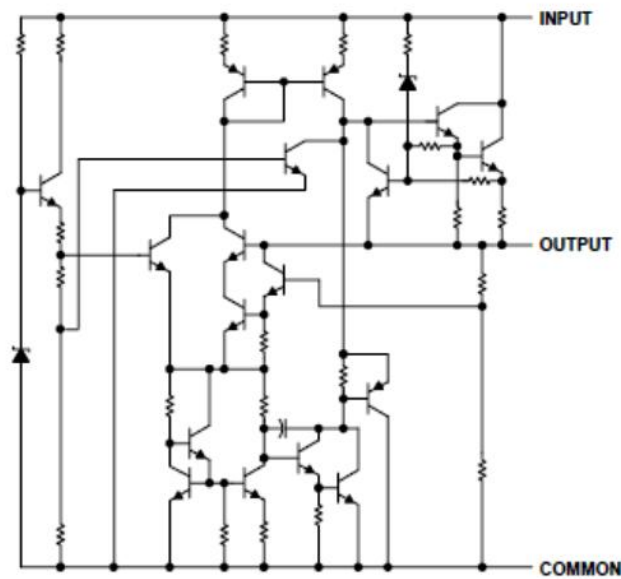
POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 2003, Texas Instruments Incorporated

μA7800 SERIES POSITIVE-VOLTAGE REGULATORS

SLVS056J – MAY 1976 – REVISED MAY 2003

schematic



absolute maximum ratings over virtual junction temperature range (unless otherwise noted)†

Input voltage, V_i : μA7824C	40 V
All others	35 V
Operating virtual junction temperature, T_J	150°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	260°C
Storage temperature range, T_{stg}	-65°C to 150°C

† Stresses beyond those listed under "absolute maximum ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under "recommended operating conditions" is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

package thermal data (see Note 1)

PACKAGE	BOARD	θ_{JC}	θ_{JA}
POWER-FLEX (KTE)	High K, JESD 51-5	3°C/W	23°C/W
TO-220 (KC/KCS)	High K, JESD 51-5	3°C/W	19°C/W

NOTE 1: Maximum power dissipation is a function of $T_J(\max)$, θ_{JA} , and T_A . The maximum allowable power dissipation at any allowable ambient temperature is $P_D = (T_J(\max) - T_A)/\theta_{JA}$. Operating at the absolute maximum T_J of 150°C can affect reliability.

**μA7800 SERIES
POSITIVE-VOLTAGE REGULATORS**

SLVSD56J – MAY 1976 – REVISED MAY 2003

recommended operating conditions

		MIN	MAX	UNIT
V_I Input voltage	μA7805C	7	25	V
	μA7808C	10.5	25	
	μA7810C	12.5	28	
	μA7812C	14.5	30	
	μA7815C	17.5	30	
	μA7824C	27	38	
I_O Output current			1.5	A
T_J Operating virtual junction temperature	μA7800C series	0	125	°C

electrical characteristics at specified virtual junction temperature, $V_I = 10$ V, $I_O = 500$ mA (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	T_J †	μA7805C			UNIT
			MIN	TYP	MAX	
Output voltage	$I_O = 5$ mA to 1 A, $P_D \leq 15$ W, $V_I = 7$ V to 20 V,	25°C	4.8	5	5.2	V
		0°C to 125°C	4.75		5.25	
Input voltage regulation	$V_I = 7$ V to 25 V	25°C		3	100	mV
	$V_I = 8$ V to 12 V			1	50	
Ripple rejection	$V_I = 8$ V to 18 V, $f = 120$ Hz	0°C to 125°C	62	78		dB
Output voltage regulation	$I_O = 5$ mA to 1.5 A	25°C		15	100	mV
	$I_O = 250$ mA to 750 mA			5	50	
Output resistance	$f = 1$ kHz	0°C to 125°C	0.017			Ω
Temperature coefficient of output voltage	$I_O = 5$ mA	0°C to 125°C	-1.1			mV/°C
Output noise voltage	$f = 10$ Hz to 100 kHz	25°C		40		μV
Dropout voltage	$I_O = 1$ A	25°C		2		V
Bias current		25°C		4.2	8	mA
Bias current change	$V_I = 7$ V to 25 V	0°C to 125°C			1.3	mA
	$I_O = 5$ mA to 1 A				0.5	
Short-circuit output current		25°C		750		mA
Peak output current		25°C		2.2		A

† Pulse-testing techniques maintain the junction temperature as close to the ambient temperature as possible. Thermal effects must be taken into account separately. All characteristics are measured with a 0.33-μF capacitor across the input and a 0.1-μF capacitor across the output.

μA7800 SERIES POSITIVE-VOLTAGE REGULATORS

SLVS056J – MAY 1976 – REVISED MAY 2003

electrical characteristics at specified virtual junction temperature, $V_I = 14\text{ V}$, $I_O = 500\text{ mA}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	T_{JT}	μA7808C			UNIT
			MIN	TYP	MAX	
Output voltage	$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$, $P_D \leq 15\text{ W}$, $V_I = 10.5\text{ V to }23\text{ V}$	25°C	7.7	8	8.3	V
		0°C to 125°C	7.6		8.4	
Input voltage regulation	$V_I = 10.5\text{ V to }25\text{ V}$	25°C		8	160	mV
	$V_I = 11\text{ V to }17\text{ V}$			2	80	
Ripple rejection	$V_I = 11.5\text{ V to }21.5\text{ V}$, $f = 120\text{ Hz}$	0°C to 125°C	55	72		dB
Output voltage regulation	$I_O = 5\text{ mA to }1.5\text{ A}$	25°C		12	160	mV
	$I_O = 250\text{ mA to }750\text{ mA}$			4	80	
Output resistance	$f = 1\text{ kHz}$	0°C to 125°C	0.018			Ω
Temperature coefficient of output voltage	$I_O = 5\text{ mA}$	0°C to 125°C	-0.8			mV/°C
Output noise voltage	$f = 10\text{ Hz to }100\text{ kHz}$	25°C	52			μV
Dropout voltage	$I_O = 1\text{ A}$	25°C	2			V
Bias current		25°C	4.3			8 mA
Bias current change	$V_I = 10.5\text{ V to }25\text{ V}$	0°C to 125°C				1 mA
	$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$		0.5			
Short-circuit output current		25°C	450			mA
Peak output current		25°C	2.2			A

† Pulse-testing techniques maintain the junction temperature as close to the ambient temperature as possible. Thermal effects must be taken into account separately. All characteristics are measured with a 0.33-μF capacitor across the input and a 0.1-μF capacitor across the output.

electrical characteristics at specified virtual junction temperature, $V_I = 17\text{ V}$, $I_O = 500\text{ mA}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	T_{JT}	μA7810C			UNIT
			MIN	TYP	MAX	
Output voltage	$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$, $P_D \leq 15\text{ W}$, $V_I = 12.5\text{ V to }25\text{ V}$	25°C	9.6	10	10.4	V
		0°C to 125°C	9.5	10	10.5	
Input voltage regulation	$V_I = 12.5\text{ V to }28\text{ V}$	25°C		7	200	mV
	$V_I = 14\text{ V to }20\text{ V}$			2	100	
Ripple rejection	$V_I = 13\text{ V to }23\text{ V}$, $f = 120\text{ Hz}$	0°C to 125°C	55	71		dB
Output voltage regulation	$I_O = 5\text{ mA to }1.5\text{ A}$	25°C		12	200	mV
	$I_O = 250\text{ mA to }750\text{ mA}$			4	100	
Output resistance	$f = 1\text{ kHz}$	0°C to 125°C	0.018			Ω
Temperature coefficient of output voltage	$I_O = 5\text{ mA}$	0°C to 125°C	-1			mV/°C
Output noise voltage	$f = 10\text{ Hz to }100\text{ kHz}$	25°C	70			μV
Dropout voltage	$I_O = 1\text{ A}$	25°C	2			V
Bias current		25°C	4.3			8 mA
Bias current change	$V_I = 12.5\text{ V to }28\text{ V}$	0°C to 125°C				1 mA
	$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$		0.5			
Short-circuit output current		25°C	400			mA
Peak output current		25°C	2.2			A

† Pulse-testing techniques maintain the junction temperature as close to the ambient temperature as possible. Thermal effects must be taken into account separately. All characteristics are measured with a 0.33-μF capacitor across the input and a 0.1-μF capacitor across the output.

**μA7800 SERIES
POSITIVE-VOLTAGE REGULATORS**

SLVS056J – MAY 1976 – REVISED MAY 2003

electrical characteristics at specified virtual junction temperature, $V_I = 19\text{ V}$, $I_O = 500\text{ mA}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	T_{jt}	μA7812C			UNIT
			MIN	TYP	MAX	
Output voltage	$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$, $P_D \leq 15\text{ W}$	$V_I = 14.5\text{ V to }27\text{ V}$	11.5	12	12.5	V
		$0^\circ\text{C to }125^\circ\text{C}$	11.4		12.6	
Input voltage regulation	$V_I = 14.5\text{ V to }30\text{ V}$	25°C		10	240	mV
	$V_I = 16\text{ V to }22\text{ V}$			3	120	
Ripple rejection	$V_I = 15\text{ V to }25\text{ V}$, $f = 120\text{ Hz}$	$0^\circ\text{C to }125^\circ\text{C}$	55	71		dB
Output voltage regulation	$I_O = 5\text{ mA to }1.5\text{ A}$	25°C		12	240	mV
	$I_O = 250\text{ mA to }750\text{ mA}$			4	120	
Output resistance	$f = 1\text{ kHz}$	$0^\circ\text{C to }125^\circ\text{C}$	0.018			Ω
Temperature coefficient of output voltage	$I_O = 5\text{ mA}$	$0^\circ\text{C to }125^\circ\text{C}$	-1			mV/ $^\circ\text{C}$
Output noise voltage	$f = 10\text{ Hz to }100\text{ kHz}$	25°C	75			μV
Dropout voltage	$I_O = 1\text{ A}$	25°C	2			V
Bias current		25°C	4.3	8		mA
Bias current change	$V_I = 14.5\text{ V to }30\text{ V}$	$0^\circ\text{C to }125^\circ\text{C}$	1		mA	
	$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$		0.5			
Short-circuit output current		25°C	350			mA
Peak output current		25°C	2.2			A

† Pulse-testing techniques maintain the junction temperature as close to the ambient temperature as possible. Thermal effects must be taken into account separately. All characteristics are measured with a 0.33- μF capacitor across the input and a 0.1- μF capacitor across the output.

electrical characteristics at specified virtual junction temperature, $V_I = 23\text{ V}$, $I_O = 500\text{ mA}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	T_{jt}	μA7815C			UNIT
			MIN	TYP	MAX	
Output voltage	$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$, $P_D \leq 15\text{ W}$	$V_I = 17.5\text{ V to }30\text{ V}$	14.4	15	15.8	V
		$0^\circ\text{C to }125^\circ\text{C}$	14.25		15.75	
Input voltage regulation	$V_I = 17.5\text{ V to }30\text{ V}$	25°C		11	300	mV
	$V_I = 20\text{ V to }26\text{ V}$			3	150	
Ripple rejection	$V_I = 18.5\text{ V to }28.5\text{ V}$, $f = 120\text{ Hz}$	$0^\circ\text{C to }125^\circ\text{C}$	54	70		dB
Output voltage regulation	$I_O = 5\text{ mA to }1.5\text{ A}$	25°C		12	300	mV
	$I_O = 250\text{ mA to }750\text{ mA}$			4	150	
Output resistance	$f = 1\text{ kHz}$	$0^\circ\text{C to }125^\circ\text{C}$	0.019			Ω
Temperature coefficient of output voltage	$I_O = 5\text{ mA}$	$0^\circ\text{C to }125^\circ\text{C}$	-1			mV/ $^\circ\text{C}$
Output noise voltage	$f = 10\text{ Hz to }100\text{ kHz}$	25°C	90			μV
Dropout voltage	$I_O = 1\text{ A}$	25°C	2			V
Bias current		25°C	4.4	8		mA
Bias current change	$V_I = 17.5\text{ V to }30\text{ V}$	$0^\circ\text{C to }125^\circ\text{C}$	1		mA	
	$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$		0.5			
Short-circuit output current		25°C	230			mA
Peak output current		25°C	2.1			A

† Pulse-testing techniques maintain the junction temperature as close to the ambient temperature as possible. Thermal effects must be taken into account separately. All characteristics are measured with a 0.33- μF capacitor across the input and a 0.1- μF capacitor across the output.



OMA160
Single Pole, Normally Open
OptoMOS[®] Relay

Parameter	Rating	Units
Blocking Voltage	250	V _p
Load Current	50	mA _{rms} / mA _{DC}
On-Resistance (max)	100	Ω

Features

- Fast Switching Times: 0.125ms
- Low Off-State Leakage Current: 25nA
- 3750V_{rms} Input/Output Isolation
- 100% Solid State
- Low Drive Power Requirements (TTL/CMOS Compatible)
- Arc-Free With No Snubbing Circuits
- FCC Compatible
- VDE Compatible
- No EMI/RFI Generation
- Small 6-Pin Package
- Machine Insertable, Wave Solderable
- Tape & Reel Version Available

Applications

- Telecommunications
 - Telecom Switching
 - Tip/Ring Circuits
 - Modem Switching (Laptop, Notebook, Pocket Size)
 - Hook Switch
 - Dial Pulsing
 - Ground Start
 - Ringing Injection
- Instrumentation
 - Multiplexers
 - Data Acquisition
 - Electronic Switching
 - I/O Subsystems
- Meters (Watt-Hour, Water, Gas)
- Medical Equipment - Patient/Equipment Isolation
- Security
- Aerospace
- Industrial Controls

Description

OMA160 is a 250V, 50mA, 100Ω, normally open (1-Form-A) relay. This high performance, optically isolated Solid State Relay provides one of the fastest (0.125ms) switching times available along with a very low off-state leakage current of 25nA.

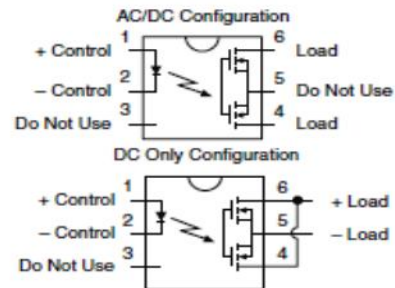
Approvals

- UL Recognized Component: File E76270
- CSA Certified Component: Certificate # 1175739
- EN/IEC 60950-1 Certified Component: TUV Certificate B 09 07 49410 004

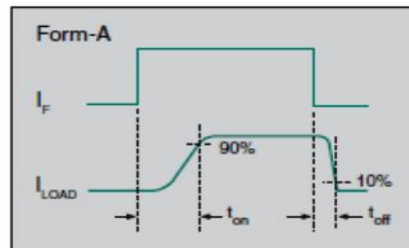
Ordering Information

Part Number	Description
OMA160	6-Pin DIP (50/Tube)
OMA160S	6-Pin Surface Mount (50/Tube)
OMA160STR	6-Pin Surface Mount (1000/Reel)

Pin Configuration



Switching Characteristics of Normally Open Devices



Absolute Maximum Ratings @ 25°C

Parameter	Ratings	Units
Blocking Voltage	250	V _p
Reverse Input Voltage	5	V
Input Control Current	50	mA
Peak (10ms)	1	A
Input Power Dissipation ¹	150	mW
Total Power Dissipation ²	800	mW
Isolation Voltage, Input to Output	3750	V _{rms}
Operational Temperature	-40 to +85	°C
Storage Temperature	-40 to +125	°C

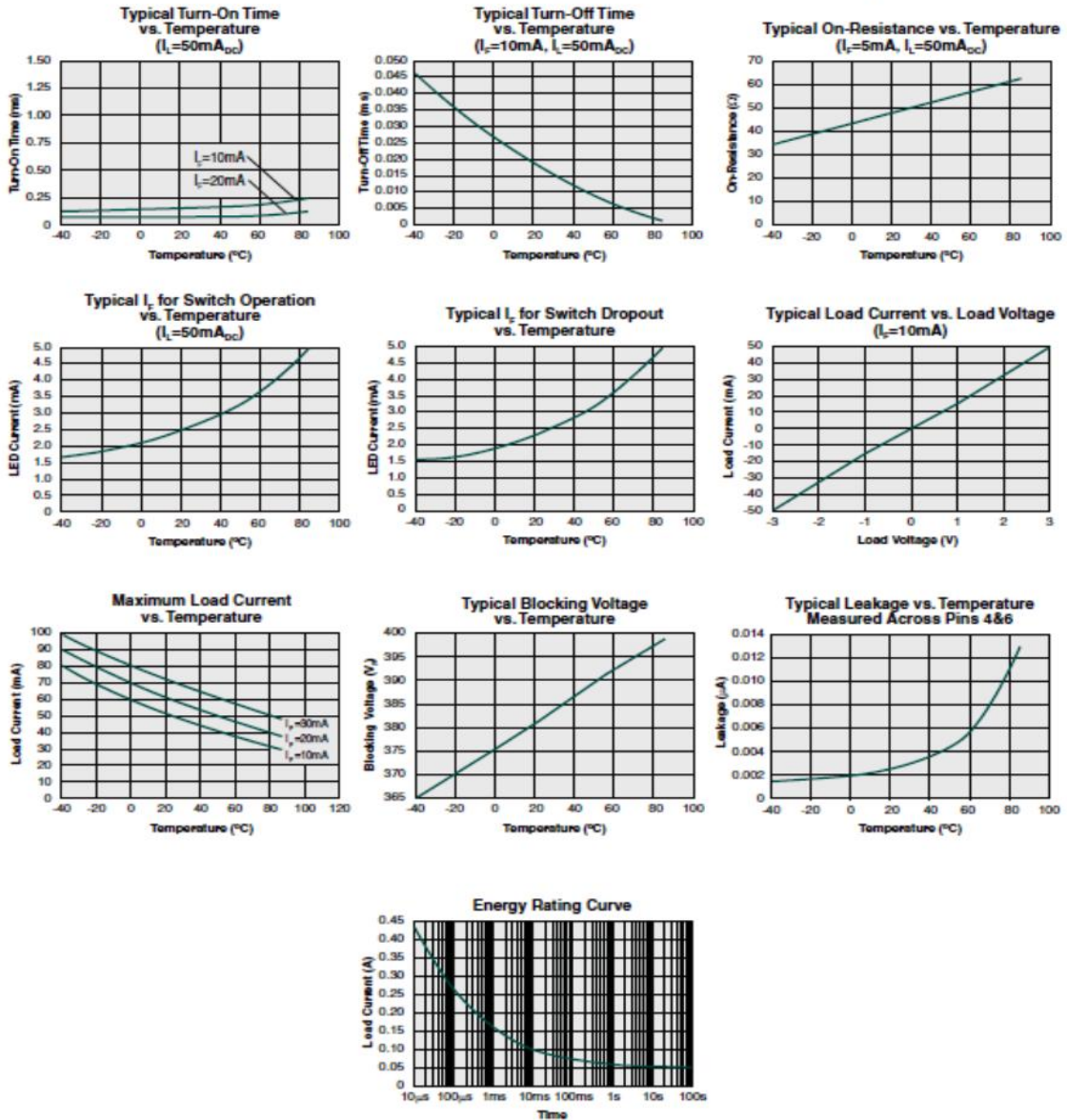
Absolute Maximum Ratings are stress ratings. Stresses in excess of these ratings can cause permanent damage to the device. Functional operation of the device at conditions beyond those indicated in the operational sections of this data sheet is not implied.

¹ Derate linearly 1.33 mW / °C
² Derate linearly 6.67 mW / °C

Electrical Characteristics @ 25°C

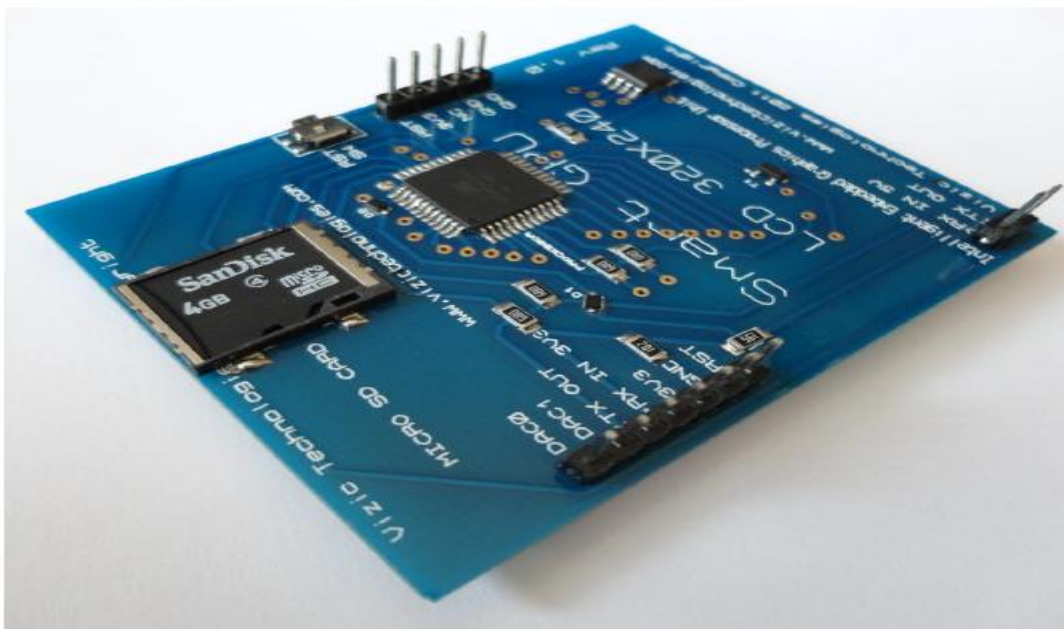
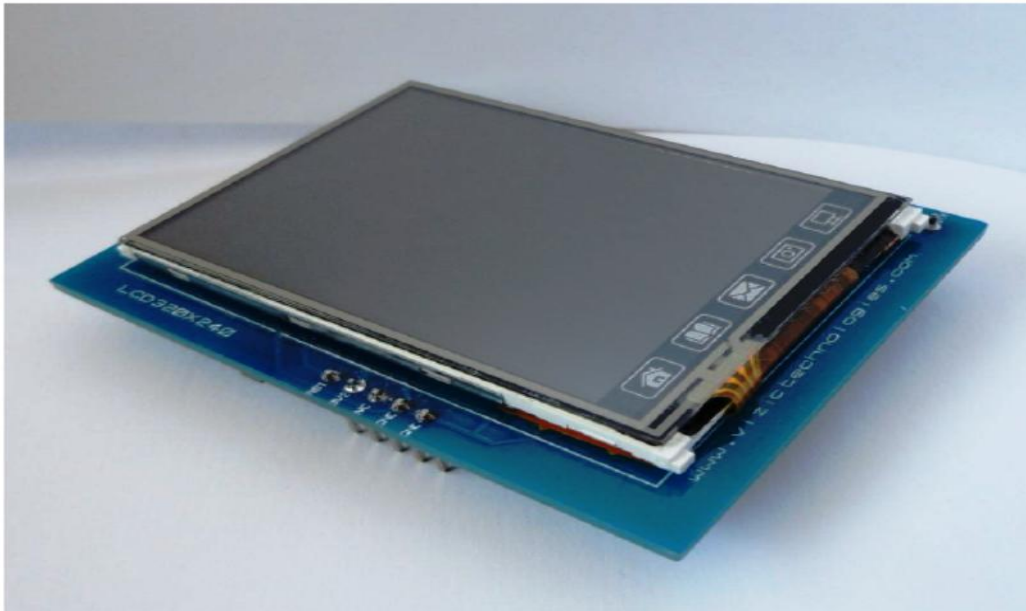
Parameter	Conditions	Symbol	Min	Typ	Max	Units
Output Characteristics						
Load Current, Continuous					50	mA _{rms} / mA _{DC}
AC/DC Configuration	-	I _L	-	-	80	
DC Configuration					±100	mA _{DC}
Peak	t=10ms	I _{LPK}	-	-		mA _p
On-Resistance						
AC/DC Configuration	I _L =50mA	R _{ON}	-	50	100	Ω
DC Configuration	I _L =80mA					
Off-State Leakage Current	V _I =250V _p	I _{LEAK}	-	-	25	nA
Switching Speeds						
Turn-On	I _F =10mA, V _L =10V	t _{on}	-	-	0.125	ms
Turn-Off		t _{off}				
Output Capacitance	V _I =50V, f=1MHz	C _{OUT}	-	5	-	pF
Input Characteristics						
Input Control Current to Activate	I _L =50mA	I _F	-	-	10	mA
Input Control Current to Deactivate	-	I _F	0.4	-	-	mA
Input Voltage Drop	I _F =10mA	V _F	0.9	1.2	1.4	V
Reverse Input Current	V _{IF} =5V	I _R	-	-	10	μA
Common Characteristics						
Input to Output Capacitance	-	C _{IO}	-	3	-	pF

PERFORMANCE DATA @25°C (Unless Otherwise Noted)*



*The Performance data shown in the graphs above is typical of device performance. For guaranteed parameters not indicated in the written specifications, please contact our application department.

SMART GPU – Intelligent Embedded Graphics Processor Unit



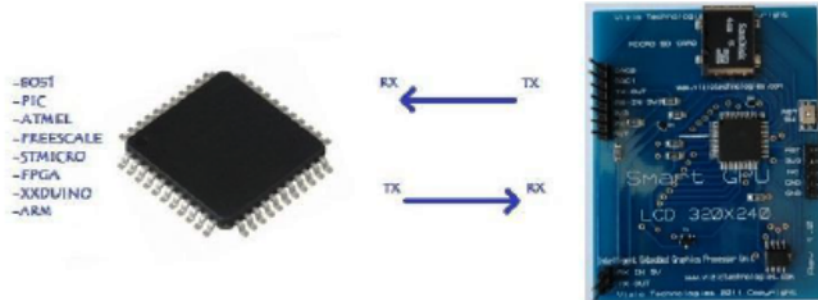
C

Introduction:

The SMART GPU-Intelligent Graphics Processor Unit is a powerful easy to use embedded development/professional board with a touch color LCD, and touch controller. It offers a simple yet effective serial interface to any host micro-controller that can communicate via a serial port. All screen related functions are sent using a simple protocol via the serial interface. The SMART GPU allows users to develop their application using their favorite micro-controller or FPGA and software development tools. In short it offers one of the most flexible embedded graphics solutions available

The SMART GPU processor doesn't need any configuration or programming on itself, it's a slave device that only receives orders, reducing and facilitating dramatically the code size, complexity and processing load on your favorite main processor (8051, PIC, ATMEL, FREESCALE, STMICRO, FPGA, XXDUINO, MBED, CORTEX, PC(serialport)) of your application.

The next image shows more clearly the roles played by the main processor of your application and the SMARTGPU:



Main Processor:
-main application processing.
-math processing
-I/O processing

VS

SMART GPU Processor:
-Color processing
-Images processing
-SD memory card processing
-Geometry processing
-Text processing
-Touch processing
-Memory management
-And more...

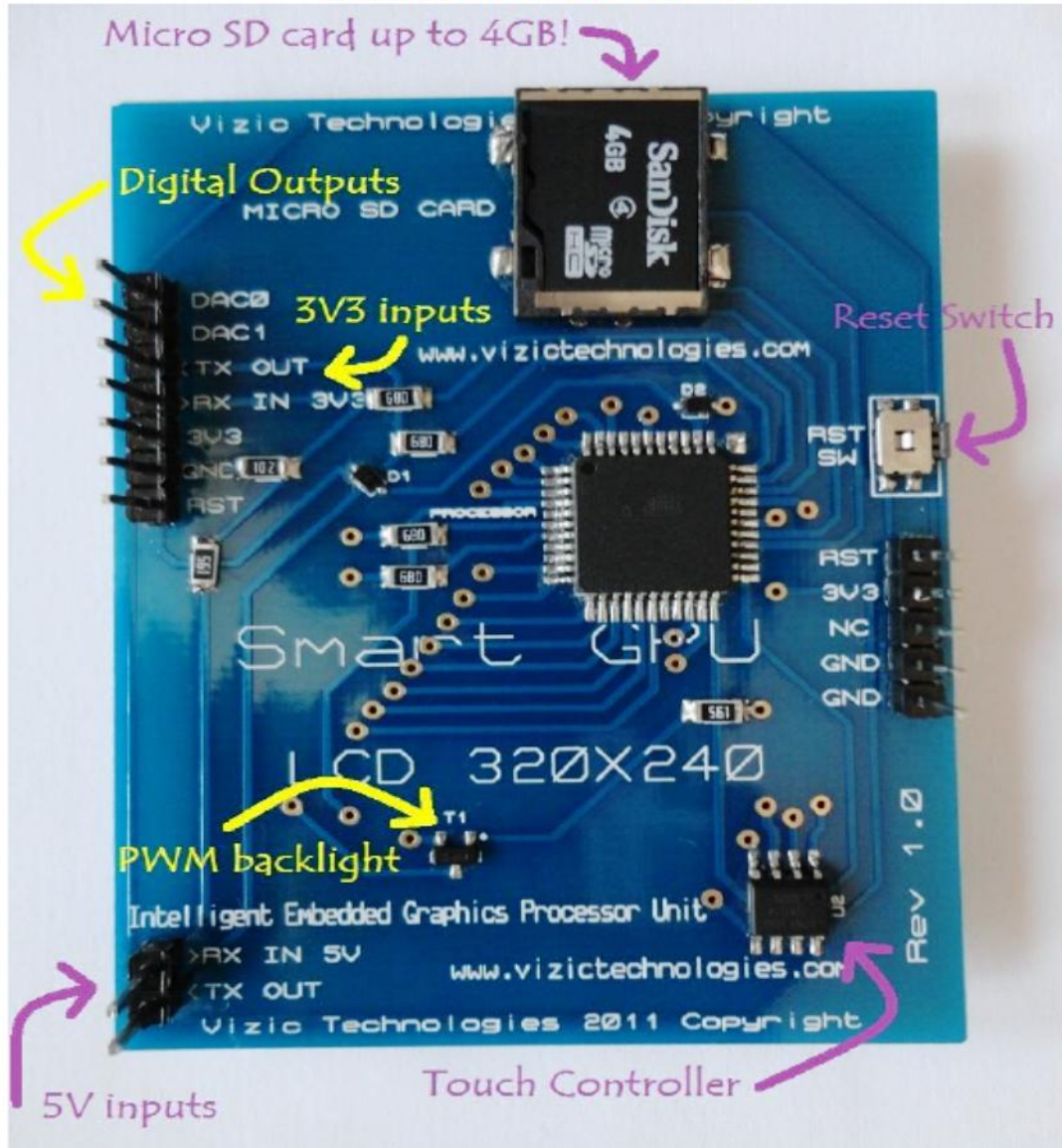
Instead of loading all the Geometry, Images, SD memory access, etc. processing to your main processor, the SMART GPU does all the job and stuff in parallel with your microcontroller or FPGA for you by simple orders or commands.

The main goal of the SMART GPU it's to bring a very easy way to add colour, visual and touch human interfacing to any application or project, without the user having experience in handling LCDs and graphics algorithms. Although it's very easy to use, the SMART GPU it's a low power/very high performance graphics processor, with a microSD card slot supporting up to 4 GB of storage, and FAT/FAT12/FAT16 or FAT32 universal file System that is compatible with any PC, no special format is needed.

Features:

- 2.4" LCD capable of displaying 262,144 colors.
- Easy 5 pin interface to any host device: **VCC, TX, RX, GND, RESET.**
- On-board uSD/uSDHC memory card adaptor compatible with FAT(windows PC), Support up to 4GB for storing images and text.
- Integrated Touch screen driver.
- PWM controlled display brightness.
- 5 general purpose Icons on touch
- Sleep mode.
- 10 bit accuracy touch.
- 2 General purpose Digital Output pins on board
- Baud Rate speed up to 2000000 bps, 8 bits, no parity, 1 stop bit.
- 5V and 3V3 I/O compatible.
- 3V3 power supply.
- External reset switch

SMART GPU EXPLAINED



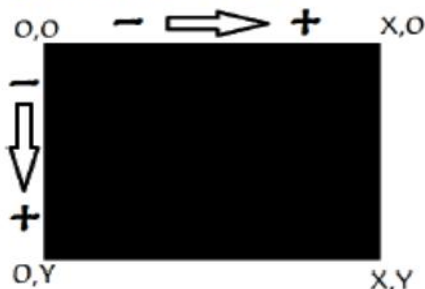
1.4 Splash Screen on Power Up

The SMART GPU will wait up to 6 seconds with its screen in black, for the host to transmit the Initial command ('U', 55hex). If the host has not transmitted this initial command the module will display its splash screen. If the host has transmitted only the initial command and has received a valid ACK, the screen will remain in black. This wait period of the splash screen to appear, is to allow the user initialize the SMART GPU before the welcome screen appears when it is undesired.

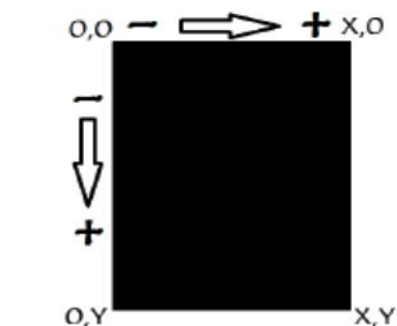
1.5 Understanding the Computer's graphic coordinate system

As well as a computer monitor's coordinate system, the SMART GPU uses the same universal coordinate system, on computer's there's only one positive coordinate quadrant, and there's no negative numbers or points. This quadrant is represented as follows:

The upper left corner is 0,0 if we go right the X values increases, as we go down the Y values increase.



This image shows a **LANDSCAPE** orientation of the screen, the upper left corner is 0,0 (zero,zero). The maximum values of the SMART GPU in **LANDSCAPE** mode are X:319,Y:239.



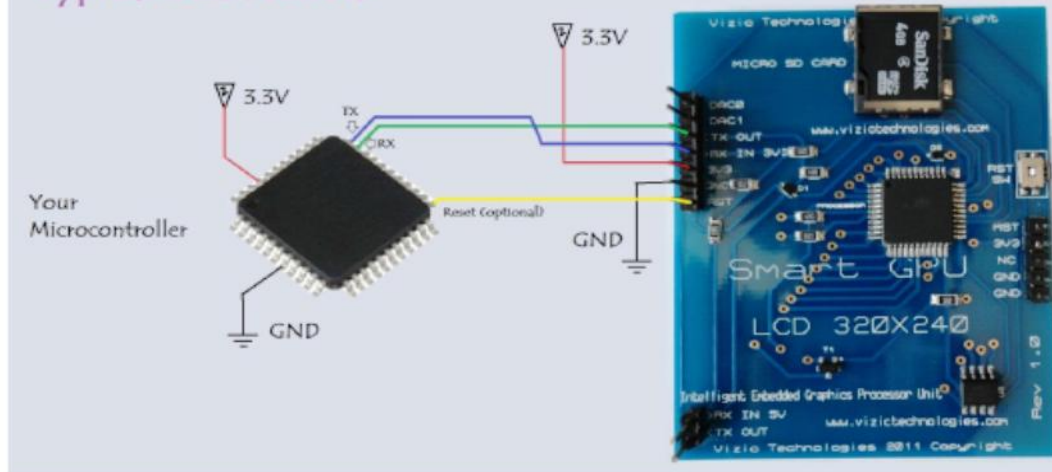
This image shows a **PORTRAIT** orientation of the screen, the upper left corner is 0,0 (zero,zero). The maximum values of the SMART GPU in **PORTRAIT** mode are X:239,Y:319.

Pin	Symbol	I/O	Description
1	DAC0	Out	Digital Out general purpose pin GND-0, 3.3V-1.
2	DAC1	Out	Digital Out general purpose pin GND-0, 3.3V-1.
3	Transmitter Out 3.3V	Out	Asynchronous serial transmit output pin, for 3.3V logic.
4	Receiver In 3.3V	In	Asynchronous serial receiver input pin for 3.3V logic.
5	VCC 3.3V	In	Main voltage supply, 2.8v-3.3v.
6	Ground	In	Supply Ground.
7	Reset	In	Master reset signal, Internally pulled up to 3.3V via a 20K resistor. An active low pulse greater than 100ns will reset the module. 5V tolerant input.
8	Receiver In 5V	In	Asynchronous serial receiver input pin for 5V logic.
9	Transmitter Out 5V	Out	Asynchronous serial transmit output pin, for 5V logic.
10	Reset	In/Out Switch	Master reset signal, Internally pulled up to 3.3V via a 20K resistor. An active low pulse greater than 100ns will reset the module. This pin acts as input when is connected to an external logic or microcontroller, and as output when the on board reset switch is pressed. 5V tolerant.
11	VCC 3.3V	In	Main voltage supply, 2.8v-3.3v.
12	No Connect	-	Not connected pin.
13	Ground	In	Supply Ground.
14	Ground	In	Supply Ground.

1.7 TYPICAL HOST CONNECTION: for 3.3V

*The SMARTGPU must always be powered with 3.3V (Reset pin is 5V tolerant)

Typical connection



1.8 TYPICAL HOST CONNECTION: for 5V inputs

*The SMARTGPU must always be powered with 3.3V (Reset pin is 5V tolerant)

Typical connection 5V

