



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

DISEÑO DE UN ELECTROENCEFALÓGRAFO MICROCONTROLADO PARA EL DIAGNÓSTICO DE TRANSTORNOS NEUROLÓGICOS

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:
INGENIERA ELÉCTRICA ELECTRÓNICA
P R E S E N T A

NADIA LAUNIZAR MARTÍNEZ

DIRECTOR DE TESIS: M. en I. MIGUEL ANGEL BAÑUELOS SAUCEDO

LABORATORIO DE ELECTRÓNICA
CENTRO DE CIENCIAS APLICADAS Y DESARROLLO TECNOLÓGICO



MÉXICO, D.F.

2006

INTRODUCCIÓN	V
OBJETIVO	V
DESARROLLO DEL TRABAJO	VI
CAPÍTULO 1	1
BASES FISIOLÓGICAS DE LA ELECTROENCEFALOGRAFÍA	1
1.1 BASES ANATOMO-FUNCIONALES DEL SISTEMA NERVIOSO	1
1.1.1 SISTEMA NERVIOSO CENTRAL (SNC)	2
1.1.2 SISTEMA NERVIOSO PERIFÉRICO (SNP)	3
1.2 LAS CÉLULAS DEL SISTEMA NERVIOSO	4
1.2.1 LA NEURONA	5
1.2.2 LA GLÍA	6
1.3 LA SINAPSIS ESTRUCTURA Y FUNCIÓN	7
1.3.1 TIPOS DE SINAPSIS	8
1.3.2 LA CONDUCCIÓN AXONAL	9
1.4 LOS NEUROTRANSMISORES	10
1.5 INTRODUCCIÓN A LA ELECTROENCEFALOGRAFÍA	11
1.5.1 EL ELECTROENCEFALOGRAMA	12
1.5.2 LAS ONDAS ELÉCTRICAS CEREBRALES	12
CAPÍTULO 2	15
FUNDAMENTOS DE MEDICIÓN E INSTRUMENTACIÓN DE SEÑALES ELECTROENCEFALOGRAFICAS	15
2.1 ELECTRODOS DE REGISTRO	15
2.1.1 POTENCIAL DE ELECTRODO	16
2.1.2 TIPOS DE ELECTRODOS	17
2.2 AMPLIFICADOR DE SEÑALES BIOELÉCTRICAS	19
2.2.1 AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN	20
2.3 FUENTES DE RUIDO E INTERFERENCIA	27
2.4 FILTROS ACTIVOS	29
2.5 CONVERTIDOR ANALÓGICO/DIGITAL (A/D)	30
2.5.1 MUESTREO	30
2.5.2 CUANTIZACIÓN	30
2.5.3 CODIFICACIÓN	31
2.6 SEGURIDAD Y SISTEMAS DE AISLAMIENTO	32
2.6.1 AMPLIFICADOR DE AISLAMIENTO	32
2.6.2 AMPLIFICADOR DE AISLAMIENTO POR ACOPLAMIENTO ÓPTICO	33
2.6.3 AMPLIFICADOR DE AISLAMIENTO MEDIANTE ACOPLAMIENTO POR TRANSFORMADOR	33
2.6.4 AMPLIFICADOR DE AISLAMIENTO POR ACOPLAMIENTO CAPACITIVO	33
2.7 EL MICROCONTROLADOR	34

CAPÍTULO 3	35
ESPECIFICACIONES Y DISEÑO	35
3.1 DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA	35
3.2 DISEÑO DE LOS CANALES ANALÓGICOS	36
3.2.1 MULTIPLEXADO	36
3.2.2 AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN	39
3.2.3 AMPLIFICADOR DE AISLAMIENTO	44
3.3 DISEÑO DE LOS FILTROS	46
3.3.1 FILTRO DE RANURA (NOTCH 60 Hz)	46
3.3.2 FILTRO PASO - BAJAS	49
3.4 AMPLIFICADOR DE GANANCIA VARIABLE	52
3.5 DISEÑO DE LA ETAPA DIGITAL	55
3.5.1 CONVERSIÓN ANALÓGICA DIGITAL (A/D)	56
3.6 OPCIÓN A LA INTERFAZ RS 232	57
3.7 DESARROLLO DEL PROGRAMA DEL CONTROL DE MULTIPLEXADO, DE GANANCIA Y DEL CONVERTIDOR A/D	59
3.8 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL ELECTROENCEFALÓGRAFO	61
CAPÍTULO 4	62
PRUEBAS Y RESULTADOS	62
4.1 SEÑALES ADQUIRIDAS POR EL EEG DISEÑADO	62
CONCLUSIONES	67
ANEXO	69
SISTEMA INTERNACIONAL 10-20	69
DIAGRAMA ESQUEMÁTICO	71
BIBLIOGRAFÍA	72

Introducción

Actualmente, alrededor de 450 millones de personas en el mundo padecen diferentes niveles de trastornos mentales o neurológicos.

En México, la prevalencia es de cinco por cada mil habitantes y los principales afectados son: la población antes de la adolescencia (76 por ciento), adultos jóvenes (16 por ciento) adultos (5 por ciento) y ancianos (2 por ciento). Así mismo, se sabe que ataca más a la población masculina que a la femenina.

Siendo la epilepsia una de las enfermedades cuya incidencia ha mostrado una tendencia creciente y en la actualidad el 25% de las consultas en dicho servicio corresponden a este padecimiento.

Por lo que es de suma importancia el empezar a desarrollar equipos nacionales que cumplan con los requerimientos que contienen los equipos traídos de otros países para cubrir las necesidades propias del país y por tanto, también el tratar de disminuir el costo de estos y en consecuencia el de los estudios.

Objetivo

Diseñar un dispositivo electrónico capaz de medir la actividad eléctrica del cerebro de manera confiable mediante electrodos adheridos al cuero cabelludo, con la finalidad de que el médico tratante detecte y valore anomalías en las ondas cerebrales para así llevar a cabo registros limpios que le permitan diagnosticar la presencia de algunos trastornos neurológicos.

El equipo deberá contener por lo menos las siguientes especificaciones básicas:

- Número de canales
- Ancho de banda
- Alta RRM
- Alta impedancia de entrada
- Control de ganancia

- Filtros
- Monitor: ondas

Desarrollo del trabajo

Este trabajo esta constituido básicamente por cuatro capítulos donde se detallan los elementos del equipo a desarrollar, el Electroencefalógrafo.

- En el Capítulo I.- “Bases fisiológicas de la electroencefalografía” se presenta una breve descripción del sistema nervioso así como de las estructuras básicas de las cuales está constituido el cerebro. Además se menciona una pequeña introducción sobre la electroencefalografía y las ondas cerebrales más comúnmente registradas en exámenes clínicos.
- Capítulo II.- “Fundamentos de medición e instrumentación de señales electroencefalográficas” se explican los conceptos fundamentales o las bases para llevar a cabo el desarrollo del electroencefalógrafo.
- Capítulo III.- “Especificaciones y diseño”, en esta sección se lleva a cabo el diseño y el desarrollo de los circuitos a utilizar para la implementación del equipo EEG.
- Capítulo IV.- “Pruebas y resultados”, como su nombre lo indica se presentan los resultados obtenidos en la realización de este trabajo.

Capítulo 1

Bases fisiológicas de la electroencefalografía

1.1 Bases anatomo-funcionales del sistema nervioso

La totalidad de las funciones vitales del organismo se llevan a cabo bajo la coordinación y supervisión del Sistema Nervioso (SN), el cual recoge, analiza, compara y procesa la información sobre el mundo exterior y también sobre el estado del propio organismo.

El sistema nervioso está formado por una numerosa cantidad de células y filamentos altamente especializados para desarrollar su trabajo. Cada célula realiza una función y la suma de las actividades de todas las células produce la actividad total del órgano. Por ejemplo, una célula nerviosa por sí sola no produce pensamiento o conducta, únicamente recibe y transmite señales eléctricas, y sólo por la interconexión y coordinación de todas las neuronas se produce la actividad del sistema nervioso.

El sistema nervioso tiene tres funciones básicas: la sensitiva, la integradora y la motora. La información sensitiva se analiza y almacena. Con base en ello, se toman decisiones con respecto a una conducta a seguir, a esto se le denomina función integradora. Por último, la función motora se produce al responder a estímulos que inician contracciones musculares o secreciones glandulares.

Se dice por eso que la función del sistema nervioso se puede reducir en esencia a la transmisión de señales, mediante la cual un estímulo produce una respuesta.

El SN, sin embargo, puede subdividirse en dos principales sistemas: el sistema nervioso central (SNC) y el sistema nervioso periférico (SNP).

1.1.1 Sistema nervioso central (SNC)

Estructuralmente el Sistema Nervioso Central (SNC) está formado por el encéfalo y la médula espinal, pero a la vez está constituido prácticamente en su totalidad por células excitables. Presenta actividad eléctrica espontánea o provocada, consecuencia de los cambios de potencial de las distintas unidades neuronales.

El SNC está envuelto por membranas (duramadre, aracnoides y piamadre) que además de las estructuras óseas se encargan de proteger al encéfalo.

- La duramadre, está en contacto con la protección ósea, es decir, con los huesos craneales y raquídeos
- La aracnoides, que viene inmediatamente después y que es una capa muy fina.
- La piamadre, también muy delgada, que está en contacto con la médula y el encéfalo.

En sí, el SNC está organizado de forma jerárquica, es decir en niveles. Cada nivel controla a los niveles que tiene por debajo, y es controlado por los que le anteceden.

El nivel más alto es la corteza cerebral. En la corteza cerebral están localizadas las funciones superiores del sistema nervioso central, como la percepción consciente, la memoria, o el razonamiento lógico. Debajo de la corteza cerebral se encuentran otras estructuras que ajustan de forma inconsciente los detalles de los movimientos.

El hipotálamo es el que controla el medio interno del organismo. Más abajo está el tronco del encéfalo, que debe su nombre a que tiene forma de un tallo sobre el que se asienta el cerebro, y controla aspectos más básicos de la función, como el mantener el equilibrio en la posición erecta, el control de la presión arterial, y movimientos automáticos como la respiración, la deglución o la masticación.

El nivel más básico es el de la médula espinal, que controla movimientos como el caminar, o el retirar la mano ante un estímulo doloroso.

En general, la mayoría de los impulsos nerviosos que estimulan la contracción muscular y las secreciones glandulares se originan en el SNC que está conectado con los receptores sensitivos, los músculos y las glándulas de las zonas periféricas del organismo a través del SNP.

1.1.2 Sistema nervioso periférico (SNP)

Las funciones generales del SNP, también llamado autónomo (SNA) o vegetativo, son controlar funciones inconscientes de vital importancia para el organismo, como el control de la temperatura, la presión arterial, el nivel de azúcar en la sangre, los procesos digestivos, la actividad glandular, etc. En una palabra, la regulación del medio interno, su equilibrio y constancia. Esta regulación está sujeta continuamente al control de estructuras superiores (como el hipotálamo).

Para esto, dispone de dos mecanismos antagónicos, el sistema nervioso simpático y el sistema nervioso parasimpático, en la figura 1.1.2 se muestra como esta dividido el SNP.

El sistema nervioso simpático está distribuido por todo el cuerpo y es estimulado por el ejercicio físico ocasionando un aumento de la presión arterial, frecuencia cardíaca, dilatación de las pupilas, aumento de la perspiración (transpiración) y erizamiento de los cabellos. Al mismo tiempo, se reduce la actividad de los órganos del estómago. Por lo que el sistema nervioso simpático es especialmente importante y el responsable del aumento de la actividad en general del organismo en condiciones de emergencia.

Por su parte, el sistema nervioso parasimpático lo hace en forma más limitada y su influencia es más circunscrita (aunque hay excepciones).

Cuando predomina, reduce la respiración y el ritmo cardíaco, estimula el sistema gastrointestinal incluyendo la defecación y la producción de orina y la regeneración del cuerpo que tiene lugar durante el sueño.

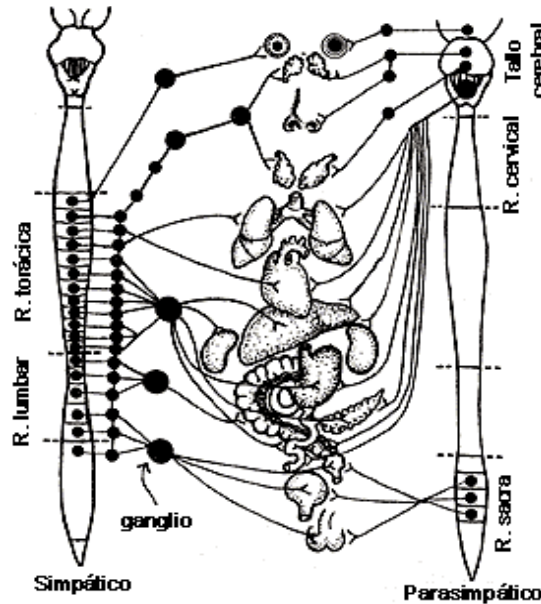


Figura 1.1.2 El sistema nervioso autónomo. Sus dos grandes subdivisiones: el simpático y el parasimpático.

1.2 Las células del sistema nervioso

La evolución celular, desde las bacterias hasta las células nerviosas (neuronas), ha provocado la aparición de "bloques" funcionales al interior de cada miembro, así, las neuronas son células que, a diferencia de todas las otras células del organismo (a excepción de los óvulos), han perdido la capacidad de dividirse, de formar otras neuronas. En cambio, han desarrollado la capacidad de expresión de moléculas ligadas a la comunicación, de sustancias que median la interconversión de energías eléctrica y química.

En el cerebro humano existen más de 100.000 millones de células nerviosas que están conectadas unas a otras a través de una red infinitamente compleja de

procesos nerviosos. El mensaje de una célula nerviosa a otra es transmitido por medio de diferentes transmisores químicos.

Las principales células que constituyen el sistema nervioso, al menos desde el punto de vista neurológico, son las neuronas y la glía.

1.2.1 La neurona

La unidad funcional del sistema nervioso es la neurona, nombre que se da a la célula nerviosa y a todas sus prolongaciones. Son células excitables especializadas para recoger variaciones de su medio externo (estímulos) y comunicarlas a otras neuronas. La excitabilidad y la conductibilidad son dos propiedades fundamentales de las neuronas. El cuerpo de la célula nerviosa, como el de las otras células consta, de una membrana, un protoplasma y una serie de formaciones intracelulares (núcleo, mitocondrias, ribosomas, etc).

La característica morfológica fundamental de la neurona es que posee un cuerpo celular desde cuya superficie sobresalen una o más prolongaciones denominadas dendritas, que son las responsables de recibir información y conducirla hacia el cuerpo celular. La dendrita más larga es la única que conduce los impulsos desde el cuerpo celular y se denomina axón, en la figura 1.2.1 se observa la estructura fundamental de una neurona. La capacidad del axón para conducir impulsos nerviosos aumenta significativamente por la mielina, capa formada por células especializadas que producen una membrana adiposa que envuelve al axón varias veces en forma concéntrica. La mielina de estas membranas protege el impulso nervioso de las interferencias del medio, disminuyendo la pérdida de corriente eléctrica y aumentando la velocidad con la que ésta se conduce por la fibra nerviosa. Las dendritas y axones a menudo se denominan fibras nerviosas.

Tanto la producción del impulso nervioso como su conducción a través de los nervios o de las fibras musculares se deben a las características especiales de la membrana neuronal.

En particular, a su capacidad de filtrar en forma selectiva las pequeñas moléculas cargadas que existen en el medio: los iones. Las células excitables tienen la propiedad de poder mantener diferentes concentraciones de iones a uno y otro lado de su membrana.

Gracias a esta diferencia de concentración iónica existe una diferencia de potencial (voltaje) en ambos lados de la membrana. Esta diferencia de potencial está dada por una acumulación de iones de sodio (Na^+) en el exterior de la célula y de iones de potasio (K^+) en el interior.

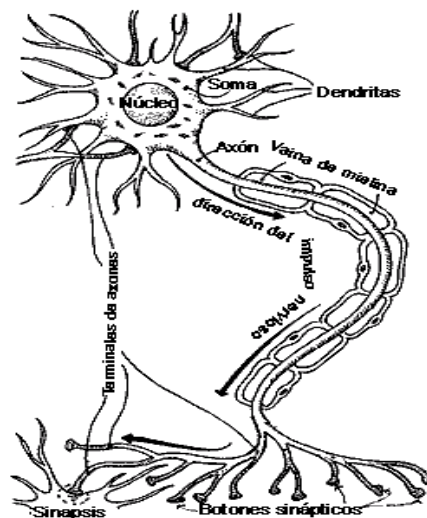


Figura 1.2.1 Esquema de una neurona. Se ilustran las principales partes de una neurona: el cuerpo celular o soma, las dendritas, El axón de esta neurona en particular está mielinizado. La mielina está formada por células gliales que envuelven el axón para favorecer la conducción de la señal nerviosa.

1.2.2 La glía

La glia es otro tipo de células del sistema nervioso, agrupa a por lo menos tres familias principales de células (los astrocitos, la microglia y la oligodendroglia), y es la encargada de sostener, aislar y nutrir a las neuronas, no sólo desde el punto de vista espacial, sino también metabólico, endocrino e inmunológico, en la figura 1.2.2 muestra los distintos tipos de células gliales.

La glía también tiene relación con el desarrollo cerebral. Se ha visto que existen células gliales que orientan a los axones en su camino hacia el establecimiento de conexiones a larga distancia. Estas células proveen al axón de sustancias de adhesión celular y de factores tróficos, que le sirven a la terminación nerviosa para aumentar su superficie en direcciones específicas, para así, ir avanzando hacia su blanco. Estas señales son críticas para el establecimiento de los circuitos funcionales que organizan más tarde secuencias complejas de reacciones. Las células gliales, que no han mostrado aún su complejidad real, se especializan tanto como las neuronas.

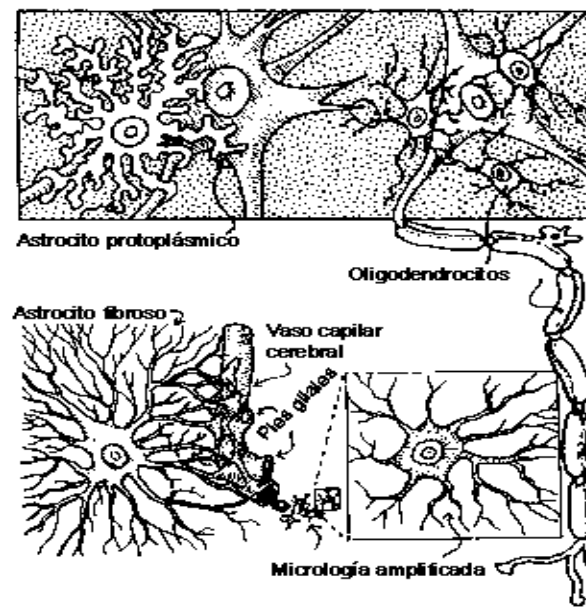


Figura 1.2.2 Tipos de células gliales. La microglia forma parte del sistema de defensa del cerebro, con funciones inmunológicas, mientras que la oligodendroglia interviene en la formación de vainas de mielina; por tanto, son predominantes en la sustancia blanca.

1.3 La sinapsis estructura y función

El sistema nervioso consiste en un gran número de neuronas vinculadas entre sí para formar vías de conducción funcionales. Donde dos neuronas entran en proximidad y ocurre una comunicación interneuronal funcional ese sitio se llama

sinapsis, término que deriva del griego y significa fijar, conectar o unir. Una sinapsis se encuentra constituida del botón terminal, los receptores postsinápticos y el canal simpático.

1.3.1 Tipos de sinapsis

A medida que el axón se acerca puede tener una expansión terminal (botón terminal) o puede presentar una serie de expansiones, cada uno de los cuales hace contacto sináptico.

Existen cuatro (4) tipos de sinapsis: En la sinapsis axoaxónica, el axón de una neurona contacta con el de la otra (de axón a otro axón). Por otro lado, el tipo más frecuente de sinapsis es el que se establece entre el axón de una neurona y la dendrita de otra (sinapsis axodendrítica). Cuando el axón de una neurona se pone en contacto con el cuerpo celular de otra, se dice que existe una sinapsis axosomática (sinapsis de axón a cuerpo celular o soma de una neurona).

Finalmente, en la sinapsis dendrodendrítica, entran en contacto dos dendritas de diferentes neuronas, en la figura 1.3.1 se ilustran estas distintas formas de comunicación.

En cualquier relación entre dos células nerviosas existen tres componentes. Uno es la célula o expansiones celulares desde las cuales manda la actividad de los impulsos nerviosos. Esto es la expansión presináptica. Otro es la célula o expansiones celulares que reciben la actividad; esto es la expansión postsináptica.

El tercer componente es lo que media entre las dos expansiones, éste puede ser tan importante para determinar la naturaleza de la interacción como los otros dos componentes. Sin embargo, la transmisión nerviosa ocurre en una sola dirección (unidireccional), desde las terminales del axón de la neurona presináptica hasta los receptores postsinápticos.

1.3.2 La conducción axonal

Mucho de lo que se sabe actualmente sobre la transmisión del impulso nervioso se lo debemos a los trabajos de Hodgkin y Huxley, en Inglaterra. Estos investigadores, aprovecharon el calamar para sus experimentos. Por la gran ventaja que este animal presenta, posee algunas neuronas de gran tamaño y se pueden observar los axones.

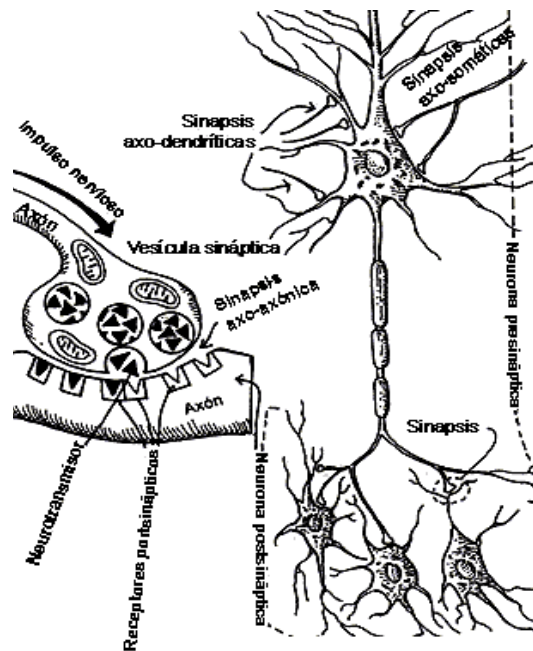


Figura 1.3.1 Se ilustran los sitios posibles de contacto: en el cuerpo celular (sinapsis axosomáticas), en las dendritas (sinapsis axodendríticas) o en el axón mismo, como en las sinapsis axoaxonales (figura de la izquierda). El impulso nervioso, al llegar a la sinapsis, provoca la liberación del neurotransmisor a partir de vesículas sinápticas, que actúa en los receptores postsinápticos.

Como se había mencionado anteriormente, el interior de una neurona (incluyendo su axón) tiene menos cargas positivas en el interior (debido a los iones de K^+) que el exterior (iones de Na^+), produciéndose una diferencia de voltaje o potencial eléctrico en ambos lados de la membrana neuronal (aproximadamente -70 mV).

Esto es, se encuentra polarizada, siendo el polo negativo el interior de la célula y el positivo el exterior. Este potencial de reposo se debe a que existen casi 40 veces más iones del potasio al interior de la célula en relación con el exterior,

además de que la membrana neuronal es altamente permeable a este ion. Por otra parte, el sodio (Na^+) y el cloro (Cl^-) tienen altas concentraciones en el medio extracelular, pero la membrana es mucho menos permeable a estos iones que al potasio (K^+). Estas diferencias (gradientes) de concentración a uno y otro lado de la membrana son mantenidas por la presencia de bombas (para meter o sacar iones) asociadas a la membrana. Son sistemas enzimáticos asociados a sustancias productoras de energía, que transportan en forma activa las partículas con carga eléctrica.

Cuando una fibra nerviosa es estimulada (despolarizada) se inicia un impulso nervioso o potencial de acción. Éste tiene dos fases: una fase inicial producida por la entrada rápida de iones de sodio al interior de la célula, a través de canales de la membrana del axón que son sensibles al voltaje de la misma. La rápida entrada de estas cargas positivas hace que el valor negativo del interior de la célula en la región estimulada, disminuya rápidamente hacia la positividad. La segunda fase del potencial de acción ocurre por la apertura retardada de canales potásicos que hacen que este ion salga de la célula (recordemos que normalmente los iones de K^+ están mucho más concentrados al interior que al exterior), contribuyendo así a una mayor despolarización (la falta de polarización significa la ausencia de una diferencia de potencial, o sea, un valor cercano o igual a cero Volts) de la membrana, pero también a una inactivación de los canales de sodio. Este último fenómeno ya anuncia la repolarización membranar.

1.4 Los neurotransmisores

Se define como neurotransmisor a una sustancia química liberada por una célula nerviosa producida por un potencial de acción, capaz de alterar el funcionamiento de otra célula de manera breve o durable, por medio de la ocupación de receptores específicos y por la activación de mecanismos iónicos y/o metabólicos.

Algunos de los neurotransmisores más comunes son la acetilcolina, norepinefrina, serotonina, entre otros. Estas sustancias son capaces de estimular o inhibir rápida

o lentamente (desde milésimas de segundo hasta horas o días), y pueden liberarse hacia la sangre (en lugar de hacia otra neurona, glándula o músculo) para actuar sobre varias células y a cierta distancia de la liberación, puede permitir, facilitar o antagonizar los efectos de otros neurotransmisores.

1.5 Introducción a la electroencefalografía

Hace aproximadamente un poco más de un siglo los potenciales eléctricos fueron medidos por primera vez por el inglés Richard Caton en 1875 quien, aunque registró la actividad eléctrica del cerebro en animales, actualmente se le reconoce por su aportación en este campo. Tiempo después, el psiquiatra y electrofisiólogo Hans Berger en 1929 comenzó a interesarse por los trabajos de Caton, desarrollando posteriormente los propios. Al llevar a cabo sus experimentos, Berger se dio cuenta que los electrodos que utilizaba en sus registros debían ser más estables y que no produjeran tensiones residuales que interfirieran en las lecturas. Además, no sólo registró la actividad eléctrica en animales sino también en humanos; siendo considerado como el padre de la electroencefalografía.

La aplicación técnica de la electroencefalografía se inició a partir de la década de los 30's al demostrarse que el pulso eléctrico procede de las neuronas y que este podía variar con distintos estímulos. Se observó además que predominaba un pulso de aproximadamente 10 Hz al cual se le denominó alfa y que menos frecuentemente se presentaban otras ondas de mayor frecuencia (ondas beta). Un posterior desarrollo de la electroencefalografía se logró con la introducción de un amplificador diferencial, con un registro de inscripción en tinta, diseñado por Matthews en 1934. Grass basado en este diseño llegó a eliminar las interferencias originadas en el medio ambiente y los producidos por artefactos.

Por lo que la electroencefalografía se desarrolló rápidamente en las aplicaciones clínicas, desarrollando y mejorando el electroencefalógrafo como instrumento de medida, y se observó que la electroencefalografía era útil en el diagnóstico de múltiples padecimientos del cerebro.

1.5.1 El electroencefalograma

La señal del EEG es el resultado de la interacción de un sin número de procesos entre cientos de millones de neuronas organizadas. El EEG siempre ha sido representado como el registro continuo de las fluctuaciones espontáneas de voltaje generadas por el cerebro y observadas en el cuero cabelludo, por lo que es considerado como un indicador indirecto de la actividad funcional del SNC.

Desde su descubrimiento, el EEG se ha utilizado en el diagnóstico de epilepsia, en evaluación de traumas, en investigación relacionada con el sueño y en otros estudios más complejos. La secuencia de eventos que comprende al electroencefalograma comienza en la pasta conductora para electrodos en donde se inicia el proceso de transformación del potencial biológico que se capta sobre el cuero cabelludo de una persona, transformándolo en una señal eléctrica que sufre múltiples modificaciones antes de llegar a los sistemas de registro.

La aplicación más importante de la electrónica a la electroencefalografía consiste en la amplificación, ya que se utilizan una serie de circuitos amplificadores (bioeléctricos) de ganancia muy elevada, los cuales procesan voltajes muy pequeños (μV), elevándolos de tal forma que la señal de salida pueda ser medida fácilmente. Las señales así obtenidas reflejan realmente un promedio de la actividad eléctrica cortical debido a que la corteza cerebral y el cráneo pueden ser considerados como filtros de tipo paso bajas distribuidos espacialmente, ya que atenúan las altas frecuencias.

1.5.2 Las ondas eléctricas cerebrales

El cerebro presenta en todos los vertebrados una actividad eléctrica incesante aún en condiciones de reposo, durante el sueño profundo o en situaciones de graves perturbaciones patológicas. La existencia de esta actividad eléctrica es inherente a la vida; su desaparición es signo de muerte.

La intensidad de las ondas cerebrales en la superficie del cerebro pueden ser tan grandes como 10 mV, pero considerando que los registros, en este caso provienen del cuero cabelludo, las amplitudes registradas usualmente no llegan a ser mayores de 150 μ V pico a pico.

Las frecuencias de las ondas cerebrales están dentro del rango de 0.1– 100 Hz, y sus características son altamente dependientes del grado de actividad de la corteza cerebral. Dichas frecuencias pueden dividirse en bandas claramente definidas como:

- **Ritmo Delta y Gama** (0.1-3Hz): Este tipo de ondas no tiene un origen exacto y aparece en estados de inconsciencia, trance o en el sueño profundo. Su aparición en estado de vigilia suele indicar un estado patológico.
- **Ritmo Theta** (3.5-8Hz): Se puede presentar principalmente en las regiones temporal y parietal. Se observa especialmente en niños de 5 a 7 años y también durante situaciones de estrés en los adultos.
- **Ritmo Alfa** (8-13Hz): Predomina especialmente en la región occipital, aunque también puede ser registrada en las regiones frontal y parietal. Esta onda es producida cuando el sujeto esta en estado consciente, relajado y con los ojos cerrados. Desaparece cuando la atención es enfocada a una tarea y los ojos están abiertos.
- **Ritmo Beta** (13-25Hz): Particularmente se observa que durante una intensa actividad mental esta banda puede alcanzar una frecuencia de hasta 50 Hz. Frecuentemente se registra en las regiones frontal y parietal. La actividad beta se presenta en estado de alerta o de ansiedad, con los ojos abiertos.

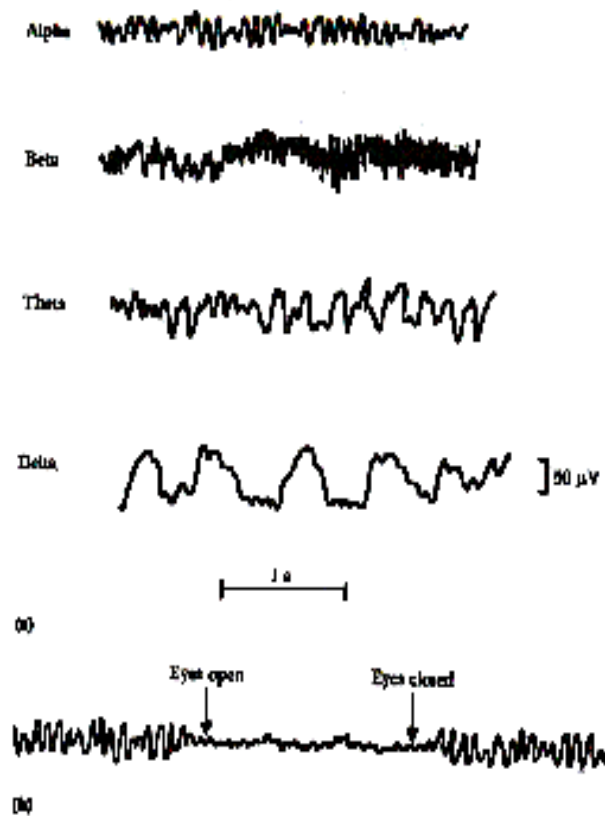


Figura 1.5.2 Diferentes tipos de ondas registradas por medio de EEG.

Capítulo 2

Fundamentos de medición e instrumentación de señales electroencefalográficas

En la medicina actual se utilizan múltiples sistemas de monitoreo para diversas funciones orgánicas, entre ellos se encuentra el electroencefalograma (EEG).

Sin embargo, para poder desarrollar los sistemas para la captación de las señales (bioeléctricas), es importante estudiar primero las características de las mismas, y a partir de ello, desarrollar las etapas de amplificación y de acondicionamiento, sin olvidar las medidas de seguridad necesarias en el equipo para evitar riesgo alguno al paciente.

Por tanto, antes de entrar por completo a lo que es el diseño del equipo electroencefalográfico, es muy importante hacer mención de las principales características de los componentes que constituyen al equipo, lo que nos ayudará a registrar la actividad eléctrica en el cerebro humano.

2.1 Electroodos de registro

Los sistemas biológicos frecuentemente están asociados a la actividad eléctrica. Así, los fenómenos bioeléctricos también están asociados con la distribución de iones o con moléculas cargadas en una estructura biológica y a los cambios en ésta, resultando un proceso específico. Estos cambios pueden ocurrir como resultado de reacciones bioquímicas o pueden emanar de fenómenos que alteran la anatomía local. Estos fenómenos son normalmente llamados biopotenciales.

Los biopotenciales representan la actividad eléctrica de los distintos órganos, y son adquiridos con la ayuda de electrodos especializados, que al tener contacto

con la superficie del cuerpo o con algún órgano, se produce una interfase entre ellos.

Los electrodos para registrar biopotenciales están diseñados para obtener la señal de interés selectivamente, mientras se reducen los potenciales asociados como lo son los artefactos.

2.1.1 Potencial de electrodo

Cuando un electrodo se pone en contacto con una solución electrolítica se produce una diferencia de potencial entre el metal y la solución, estableciéndose un equilibrio iónico en el que las cargas negativas de la solución son atraídas por la positividad del metal. En la figura 2.1.1 se puede observar esto. Como resultado, el electrodo se rodea progresivamente de cargas negativas hasta llegar a establecer un equilibrio entre las cargas. Cuando se llega a establecer dicho equilibrio, es entonces cuando el electrodo muestra su potencial, que puede definirse como la diferencia de potencial entre el metal y la solución.

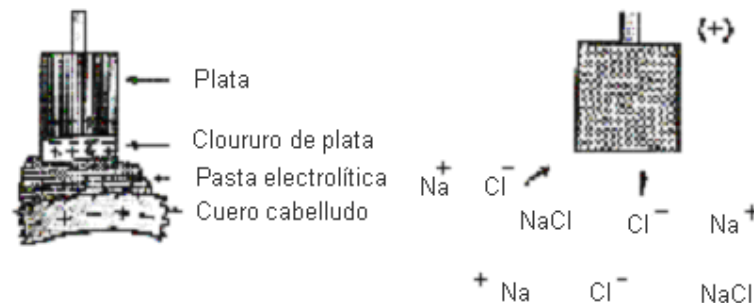


Figura 2.1.1 Interfaz electrodo – electrolito.

Cada electrodo tiene por tanto un potencial distinto, ya que dependerá del metal que se utilice. De aquí que los electrodos tengan determinada impedancia y capacitancia.

2.1.2 Tipos de electrodos

Se han desarrollado diferentes clases de electrodos para distintas mediciones biomédicas. En electroencefalografía se utiliza una gran variedad de electrodos de acuerdo a las necesidades de cada paciente.

La actividad eléctrica de las neuronas puede registrarse con tres tipos de electrodos: superficiales, corticales y de profundidad. Los potenciales registrados mediante estos tres representan la actividad de numerosas neuronas en las que se produce una fluctuación en el potencial transmembrana.

El registro de potenciales bioeléctricos a nivel superficial resulta difícil, debido a la alta impedancia de la epidermis aún cuando la impedancia de la dermis sea menor. Por lo que, para minimizar la Z_{piel} se usan pastas electrolíticas que bajan la impedancia entre electrodo y piel.

En el esquema 2.1.2 se presenta el modelo eléctrico del proceso que ocurre entre la piel, el electrolito y el electrodo al tener contacto directo con la piel:

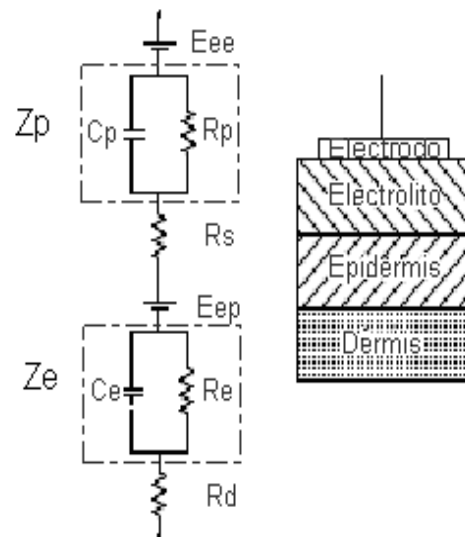


Figura 2.1.2 Circuito equivalente del sistema electrodo-gel electrolito-piel.

donde:

E_{ee} : potencial de contacto electrodo-electrolito

Z_p : impedancia de la interfase electrodo-electrolito

R_s : Impedancia del electrolito

E_{ep} : potencial de contacto electrolito-piel

Z_e : impedancia de la epidermis

R_d : Resistencia de la dermis

En la mayoría de los casos en donde se realiza un estudio electroencefalográfico, se utiliza el siguiente tipo de electrodo, donde la figura 2.1.3 ilustra esta clase de electrodos:

- Electrodo de lámina de metal: consisten de un conductor metálico que está en contacto con la piel, entre el electrodo y la piel se coloca un electrolito, que puede ser una pasta o un gel, para tener mayor estabilidad. Los metales comúnmente utilizados para este tipo de electrodos son la plata, oro y platino. El inconveniente que presenta este tipo de electrodos es que registran sólo la actividad o los eventos que se presentan a nivel superficial.

Existen además de los antes mencionados, otra clase de electrodos, pero por la incomodidad, lo invasivos y lo poco prácticos que resultan ser para los pacientes en estudio que permanecen un largo lapso de tiempo en observación, éstos no llegan a utilizarse comúnmente, sin embargo, se mencionan a continuación:

- Electrodo de tornillo
- Electrodo de aguja
- Microelectrodos

Las características fundamentales que deben presentar los electrodos son:

- Transformar corrientes iónicas en eléctricas.
- Idealmente la transformación debe mantenerse sin pérdidas o tener las mínimas posibles.
- Deben ser poco invasivos.

Es importante mencionar que el registro EEG se realiza de acuerdo a una distribución o mapa de los electrodos normalizado y basado en el sistema internacional de coordenadas 10-20.

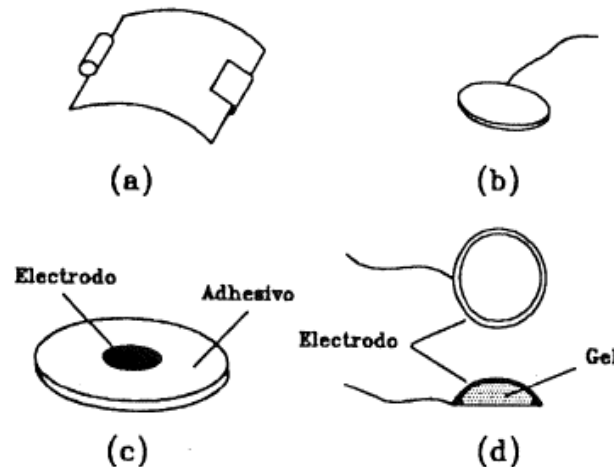


Figura 2.1.3 Diferentes tipos de electrodos. (a) Rectangular, (b) Redondo, (c) Desechable y (d) Cazoleta

2.2 Amplificador de señales bioeléctricas

Las señales biológicas son registradas como potenciales, voltajes, o como campos eléctricos generados por nervios y músculos. Las mediciones o registros que se llevan a cabo involucran voltajes muy bajos, típicamente entre el rango de $1 \mu V$ a $100 \mu V$ y con fuentes de impedancia muy elevadas, así como, de altos niveles de interferencia. Por tanto, las señales necesitan ser amplificadas para hacerlas compatibles con otros dispositivos, como pantallas, convertidores A/D, entre otros.

Los amplificadores para medir estas señales, deben satisfacer ciertas especificaciones, como lo es el proveer una amplificación selectiva, es decir, seleccionar las señales biológicas rechazando posibles señales de interferencia y ruido, garantizando así una respuesta apropiada para determinada aplicación.

En cuanto a la señal electrónica se refiere una de las características más importantes, sobre todo en electroencefalografía, es la amplitud, debido a que los

potenciales bioeléctricos son generalmente muy pequeños. Por esta razón es necesario aumentar la señal sin modificar sus demás características.

El amplificador necesario para captar y amplificar la señal bioeléctrica debe reunir las siguientes características:

- Utilizar amplificación diferencial para atenuar las señales de modo común.
- Tener un rechazo al modo común muy elevado.
- Tener impedancias de entrada muy altas para disminuir la interferencia y evitar la distorsión del biopotencial.

Todas estas características definen al amplificador de instrumentación.

2.2.1 Amplificador de instrumentación

Debido a las exigencias que imponen constantemente los sensores, se necesitan amplificadores específicos llamados de instrumentación. El amplificador de instrumentación es uno de los circuitos más útiles, precisos y versátiles disponibles en la actualidad que combina las mejores características para medir biopotenciales. Entre las características que presenta encontramos: una alta ganancia en modo diferencial, baja ganancia en modo común, alta relación de rechazo en modo común RRMC y una alta impedancia de entrada.

Los amplificadores de instrumentación en sí, amplifican la diferencia entre dos señales (voltajes diferenciales), en presencia de voltajes fluctuantes en modo común, estos voltajes en modo común por lo general no contienen información útil de lo que se quiere medir y en consecuencia produce un error a la salida que hace imposible distinguir a la señal diferencial. Por lo general las señales de modo común nunca son rechazadas completamente, de manera que alguna pequeña parte de la señal no deseada contribuirá a la salida, por lo que en el diseño de estos amplificadores se deberá reducir al máximo la ganancia en modo común.

Para calcular la ganancia del amplificador de instrumentación analizamos el circuito de la figura 2.2.1

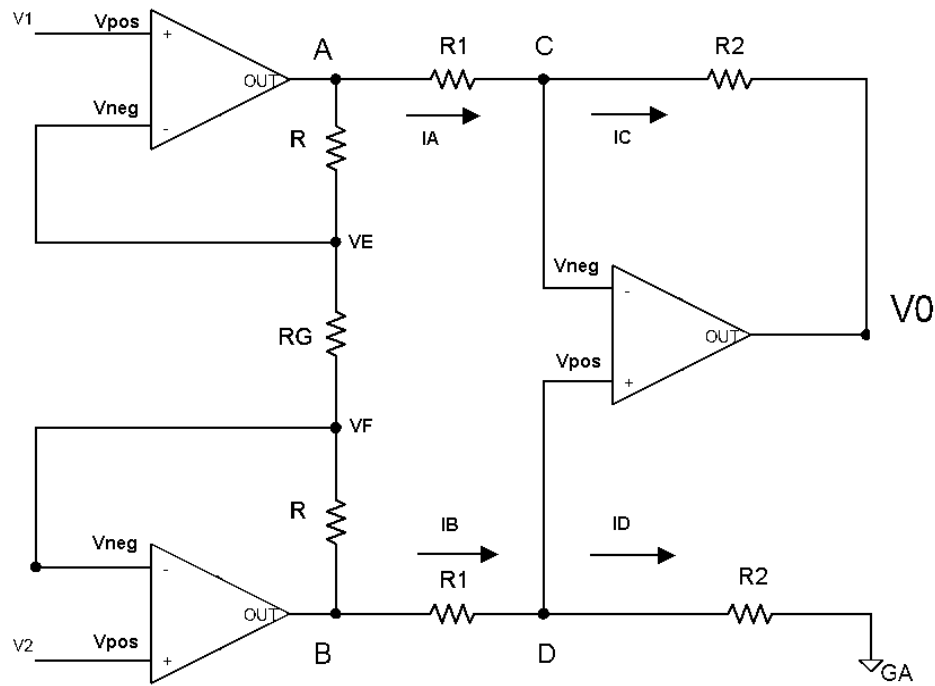


Figura 2.2.1 Amplificador de instrumentación.

Entonces, si $V_{POS} = V_{NEG}$

$$V_E = V_1 \quad (1) \quad V_F = V_2 \quad (2)$$

$$\frac{V_A - V_B}{R + R_G + R} = \frac{V_E - V_F}{R_G} \quad (3)$$

sustituyendo (1) y (2) en la (3)

$$\frac{V_A - V_B}{R + R_G + R} = \frac{V_1 - V_2}{R_G} \quad (4)$$

despejando a $V_A - V_B$

$$V_A - V_B = \frac{V_1 - V_2}{R_G} (R + R_G + R)$$

por lo que tenemos,

$$V_A - V_B = (V_1 - V_2) \left(\frac{2R}{R_G} + 1 \right) \quad (5)$$

y también analizamos la parte de amplificador diferencial en donde $I_A = I_C$,

$$\frac{V_A - V_{NEG}}{R_1} = \frac{V_{NEG} - V_0}{R_2} \quad (6)$$

despejando a V_0 de la ecuación (6)

$$V_0 = -\frac{R_2}{R_1} V_A + \left(\frac{R_2 + R_1}{R_1} \right) V_{NEG} \quad (7)$$

además $I_B = I_D$,

$$V_{POS} = V_{NEG}$$

$$\frac{V_B - V_{POS}}{R_1} = \frac{V_{POS}}{R_2}$$

despejando a V_{POS}

$$V_{POS} = \left(\frac{1}{\frac{R_1 + R_2}{R_2}} \right) V_B \quad \text{o} \quad V_{POS} = \left(\frac{R_2}{R_2 + R_1} \right) V_B \quad (8)$$

ahora sustituyendo (8) en (7) nos queda,

$$V_0 = -\frac{R_2}{R_1} V_A + \left(\frac{R_2 + R_1}{R_1} \right) \left(\frac{R_2}{R_2 + R_1} \right) V_B$$

reduciendo la ecuación tenemos que,

$$V_0 = (V_B - V_A) \left(\frac{R_2}{R_1} \right) \quad (9)$$

Por último sustituimos la ecuación (5) en (9) para obtener la respuesta total del amplificador de instrumentación, la cual queda expresada de la siguiente forma:

$$V_0 = \left(\frac{2R}{R_G} + 1 \right) \left(\frac{R_2}{R_1} \right) (V_2 - V_1)$$

Ahora bien, para poder cuantificar la calidad de un amplificador de instrumentación, es necesario conocer o especificar la RRM y dado que uno de los objetivos principales en el diseño de estos amplificadores es el de reducir al máximo posible la ganancia en modo común, podemos hacer el análisis a partir de la figura 2.2.1.

Por tanto, debido a que el voltaje a través de R_G es igual a V_e , donde $V_e = V_2 - V_1$, entonces la corriente a través de R_G es igual a $\left(\frac{V_e}{R_G} \right)$. Entonces, los amplificadores de la entrada aplican una ganancia y amplifican la señal de entrada. Sin embargo, si se aplica un voltaje en modo común a las entradas del amplificador de instrumentación, el voltaje en las terminales de R_G es igual y por tanto no fluye ninguna corriente a través de ésta resistencia ni tampoco por R .

Esto provoca que los amplificadores de entrada operen como seguidores de voltaje y que apliquen una ganancia unitaria a la señal de modo común, mientras que los voltajes diferenciales pueden ser amplificados por el factor $\left(\frac{2R}{R_G} + 1 \right)$.

En teoría, esto significa que el usuario puede poner cuanta ganancia desee en la primera etapa sin incrementar la ganancia en modo común. Esto es, las señales diferenciales pueden ser incrementadas por la ganancia $\left(\frac{2R}{R_G} + 1 \right)$, pero las de modo común no. Así, la RRM puede incrementarse teóricamente, ya que es directamente proporcional a ésta ganancia.

Ahora bien para que el amplificador de instrumentación cuente con una mejor RRM es necesario ver como se comporta cuando se le aplican señales tanto en

modo común como en modo diferencial en su segunda etapa, por tanto observando la figura 2.2.1.1 y considerando que la ganancia en modo diferencial de la etapa1 es $G_{MD1} = \left(\frac{2R}{RG} + 1 \right)$ y que la ganancia en modo común uno es $G_{MC1} = 1$, podemos hacer el siguiente análisis para ésta etapa del amplificador de instrumentación.

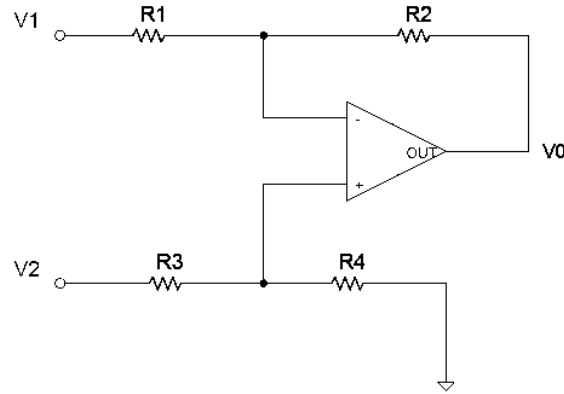


Figura 2.2.1.1 Amplificador diferencial.

Si los voltajes de entrada en las terminales del amplificador son V_1 y V_2 , entonces los voltajes en modo común V_{MC2} y modo diferencial V_{MD2} se pueden definir como

$$V_{MC2} = \frac{V_1 + V_2}{2} \quad (1)$$

Y

$$V_{MD2} = V_2 - V_1 \quad (2)$$

Entonces, el voltaje de salida total sería

$$V_0 = G_{MD2} V_{MD2} + G_{MC2} V_{MC2}$$

donde,

G_{MC2} = ganancia en modo común de la segunda etapa.

G_{MD2} = ganancia en modo diferencial de la segunda etapa.

V_{MC2} = voltaje en modo común de la segunda etapa.

V_{MD2} = voltaje en modo diferencial de la segunda etapa.

De las ecuaciones (1) y (2) tenemos que:

$$V_1 = V_{MC2} - \frac{V_{MD2}}{2} \quad (3) \quad \text{y} \quad V_2 = V_{MC2} + \frac{V_{MD2}}{2} \quad (4)$$

Por tanto el circuito de la figura 2.2.1.1 se puede replantear como se muestra en la figura 2.2.1.2.

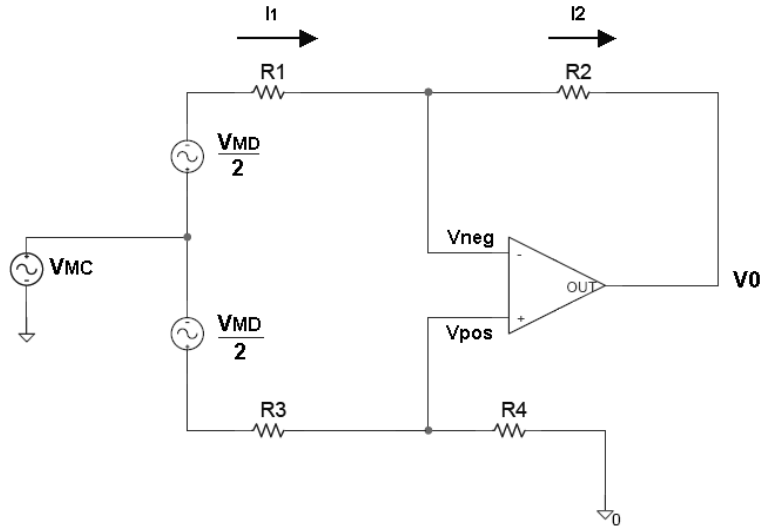


Figura 2.2.1.2. Circuito amplificador diferencial para el análisis de las componentes en modo común y modo diferencial.

Además sabemos que la respuesta del amplificador diferencial es,

$$V_0 = \left(-\frac{R_2}{R_1} \right) V_1 + \left(\frac{R_2 + R_1}{R_1} \right) \left(\frac{R_4}{R_4 + R_3} \right) V_2 \quad (5)$$

Si sustituimos las ecuaciones (3) y (4) en (5)

$$V_0 = \left(-\frac{R_2}{R_1} \right) \left(V_{MC2} - \frac{V_{MD2}}{2} \right) + \left(\frac{R_2 + R_1}{R_1} \right) \left(\frac{R_4}{R_4 + R_3} \right) \left(V_{MC2} + \frac{V_{MD2}}{2} \right) \quad (6)$$

Entonces si $V_{MC}=0$ obtenemos la ganancia en modo diferencial

$$G_{MD2} = \frac{1}{2} \left[\left(\frac{R_2}{R_1} \right) + \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right] \quad (7)$$

Si introducimos ahora una señal en modo común al amplificador y además eliminamos la componente diferencial, podemos utilizar la ecuación (6) para obtener la ganancia en modo común, la cual queda expresada de la siguiente manera:

$$G_{MC2} = \left(-\frac{R2}{R1} \right) + \frac{R4(R2 + R1)}{R1(R3 + R4)} \quad (8)$$

Por tanto, si la razón de rechazo al modo común esta definida como:

$$RRMC_2 = \left| \frac{G_{MD2}}{G_{MC2}} \right| \quad (9)$$

Donde la $RRMC_2$ es la razón de rechazo al modo común de la segunda etapa, entonces si sustituimos las ecuaciones (7) y (8) en (9) tenemos que,

$$RRMC_2 = \frac{\frac{1}{2} \left[\left(\frac{R2}{R1} \right) + \left(\frac{R4}{R3 + R4} \right) \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) \right]}{\left(-\frac{R2}{R1} \right) + \frac{R4(R2 + R1)}{R1(R3 + R4)}}$$

Reduciendo términos la $RRMC_2$ queda expresada matemáticamente como:

$$RRMC_2 = \frac{1}{2} \frac{R2R3 + 2R4R2 + R1R4}{R4R1 - R3R2} \quad (10)$$

Sin embargo, como lo que nos interesa es que la ganancia de modo común sea cero ($G_{MC2}=0$) en nuestro circuito, o lo que es lo mismo, que la $RRMC_2$ sea infinita para que se pueda garantizar que el circuito sólo amplifique la componente diferencial, necesitamos entonces hacer que $R4R1=R3R2$, por tanto,

$$RRMC_2 = \frac{1}{2} \frac{R2R3 + 2R4R2 + R1R4}{0} = \infty$$

Esto provoca que la $RRMC_2$ dependa básicamente del apareamiento de las resistencias R_1 con R_2 y R_3 con R_4 para evitar su degradación, ya que si no se satisface ésta condición se puede observar por el análisis anterior, que se agrega una componente de modo común. Este apareamiento resulta difícil de conseguir en un amplificador discreto, ya que se requieren valores de resistencias muy exactos.

Entonces, podemos decir que la relación de rechazo al modo común total del amplificador de instrumentación ($RRMC_T$) es igual a:

$$RRMC_T = \left(\frac{2R}{RG} + 1 \right) \left[\frac{1}{2} \left(\frac{R_2 R_3 + 2R_4 R_2 + R_1 R_4}{R_4 R_1 - R_3 R_2} \right) \right] \quad (11)$$

2.3 Fuentes de ruido e interferencia

El principal problema en la captación de las señales bioeléctricas proviene fundamentalmente de la amplitud y la frecuencia, debido a que la mayoría de éstas amplitudes son pequeñas y frecuentemente se encuentran contaminadas por ruido.

En el medio ambiente, la interferencia eléctrica siempre está presente, por tanto, siempre es preferible eliminar dicha interferencia antes de que entre al amplificador. En general, las interferencias pueden clasificarse de la manera siguiente:

- Interferencias externas al equipo de medida: Son todas aquellas que tienen su origen fuera del amplificador. La principal fuente de interferencia externa es sin duda la señal de 60 Hz, ya que las interferencias introducidas por otros equipos generalmente tienen frecuencias superiores al ancho de banda de la señal bioeléctrica.

Este tipo de interferencias también pueden dividirse en:

- Capacitivas: Son debidas al acoplo capacitivo que existe entre los diferentes elementos del sistema de medición y la red eléctrica. Provocan la aparición de una señal de 60Hz en registros bioeléctricos.
- Inductivas: Este tipo de interferencias son causadas normalmente por la red eléctrica. Por ella circulan corrientes variables de 60Hz que provocan la aparición de campos magnéticos variables con el tiempo.
- Originadas por la interfaz electrodo-electrolito-piel: Los electrodos al tener contacto con la piel a través de un electrolito se produce una distribución de cargas entre la interfaz del electrodo y el electrolito como se mencionó en la sección 2.1.2, pero si electrodo se mueve con respecto al electrolito, es muy probable que se produzca una alteración en la distribución de las cargas, provocando seguramente algún registro erróneo.
- Debidas a otros potenciales bioeléctricos: Estas interferencias son difícilmente evitables, debido a que se constituyen principalmente de la actividad de otros potenciales presentes en el organismo.
- Debido a cargas electrostáticas: Reciben este nombre las interferencias provocadas por la circulación, a través de los electrodos a tierra, de las cargas electrostáticas almacenadas en el cuerpo del paciente, lo que provoca fluctuaciones de la línea y en ocasiones la saturación de los amplificadores.
- Interferencias internas al equipo de medida: Son aquellas provocadas por fuentes incluidas en el bioamplificador. Entre ellas se pueden mencionar las causadas por la fuente de alimentación y las debidas al ruido interno de los componentes en general.

2.4 Filtros activos

Uno de los mayores problemas en electroencefalografía consiste en obtener registros que se encuentren libres de artefactos e interferencias, ya que pueden ocultar la actividad cerebral, provocando que el diagnóstico sea poco legible.

Con el propósito de reducir dichas interferencias, se utilizan comúnmente los siguientes filtros:

- Filtro paso-bajas: Este tipo de filtro sólo permite el paso de frecuencias inferiores a una determinada frecuencia de corte f_c . Las frecuencias superiores resultan atenuadas.
- Filtro paso-altas: La respuesta de este filtro es completamente lo contrario al filtro paso-bajas, ya que deja pasar las frecuencias que se hallan por encima de una determinada frecuencia de corte f_c atenuando las frecuencias inferiores.
- Filtro pasa-banda: Permite el paso de las frecuencias situadas dentro de una banda delimitada por una frecuencia de corte inferior f_{c1} y otra superior f_{c2} . Las frecuencias que estén fuera de esta banda son atenuadas.
- Filtro de rechazo de banda: Permite el paso de frecuencias inferiores o superiores a dos frecuencias determinadas, que se denominan frecuencia de corte inferior f_{c1} y superior f_{c2} . Por tanto, son atenuadas las frecuencias comprendidas en la banda que delimitan f_{c1} y f_{c2} .
- Cuando la banda de rechazo es suficientemente estrecha a estos filtros se le llama filtros de ranura. Una aplicación importante de estos filtros es la eliminación del ruido de 60 Hz.

2.5 Convertidor analógico/digital (A/D)

La conversión entre dos cantidades analógica y digital, es una operación fundamental en algunos sistemas de control. Fundamentalmente los convertidores A/D pueden convertir cualquier señal de entrada analógica (voltaje o corriente) a cierta frecuencia para mostrar pulsos representativos de una salida digital.

La conversión Analógico-Digital consta de varios procesos:

- Muestreo
- Cuantización
- Codificación

2.5.1 Muestreo

El muestreo consiste en tomar muestras de la señal a intervalos regulares. Por lo que el número de muestras a tomar en un intervalo de tiempo, para no perder información de la señal original esta relacionada con el ancho de banda de la señal.

La frecuencia de muestreo está relacionada directamente con el ancho de banda (B) de la señal.

Según el teorema de Nyquist la relación de la frecuencia es:

$$f_{\text{muestreo}} > 2B$$

2.5.2 Cuantización

El proceso de cuantización se refiere a asignar un valor discreto a un valor analógico. Por tanto, mientras el muestreo representa el tiempo de captura de una señal, la cuantización es la componente de amplitud del muestreo.

En otras palabras, mientras que el muestreo mide el tiempo, la cuantización es la

técnica donde un evento analógico es medido dado un valor numérico. Cada paso está dado entonces por un número en código binario que digitalmente codifica el nivel de la señal. La longitud de la palabra determina la calidad de la representación.

2.5.3 Codificación

La codificación es la representación numérica de la cuantización utilizando códigos ya establecidos y estándares. El código más utilizado es el código binario, pero también existen otros tipos de códigos que son empleados.

En general, para obtener los niveles correspondientes de cuantización tenemos que:

$$2^{(n)} = \text{Niveles o estados de cuantización}$$

donde n es el número de bits.

Con lo anteriormente mencionado, es importante señalar algunos de los parámetros básicos a la hora de elegir un convertidor A/D:

- Número y tipo de canales
- Margen de la tensión de entrada
- Resolución (número de bits)
- Exactitud
- Tensión de referencia necesaria
- Velocidad (frecuencia de conversión)
- Formato de la señal de salida
- Funciones adicionales a la entrada (muestreo, multiplexado, ganancia programable)
- Funciones adicionales a la salida
- Condiciones ambientales
- Precio

2.6 Seguridad y sistemas de aislamiento

Las innovaciones, en cuanto a tecnología médica se refiere, han aumentado considerablemente, ya que la seguridad en los equipos ha evolucionado continuamente y los riesgos debidos a la utilización se han reducido. En la actualidad, para aplicaciones médicas los niveles de seguridad que deben reunir los sistemas de instrumentación ya han sido normalizados, aunque resulta obvio que no se puede asegurar un riesgo nulo en el uso del equipo, sin embargo, la adecuada utilización de los equipos minimiza los riesgos eléctricos y aumenta la seguridad de los pacientes.

Por lo que, las partes del equipo o instrumento aplicadas al paciente en estudio, deben aislarse de las partes sometidas a tensión y en particular a la red eléctrica.

Las formas en las que esto se puede conseguir son variadas y entre ellas se pueden mencionar: el aislamiento básico y la puesta a tierra, utilizando impedancias de protección colocadas en los sitios adecuados, e incluso amplificadores de aislamiento.

2.6.1 Amplificador de aislamiento

El sistema que mejor minimiza los riesgos en la medida de los biopotenciales es el aislado. Un amplificador de aislamiento está compuesto por dos subsistemas que están aislados galvánicamente entre sí. El mecanismo de acoplamiento que transfiere la señal de entrada al de salida puede ser magnético, capacitivo u óptico. La etapa de entrada tiene su alimentación y referencia aisladas de la alimentación y referencia de la etapa de salida.

Las tres principales características de los amplificadores de aislamiento son la alta impedancia de la barrera de aislamiento entre las etapas de entrada y de salida, alto voltaje de aislamiento y alto rechazo al modo común (CMRR).

2.6.2 Amplificador de aislamiento por acoplamiento óptico

Un sistema de aislamiento óptico está constituido por un fotoemisor y un fotoreceptor. Ambos permiten aislar ópticamente dos partes de un conjunto y debe, al mismo tiempo, transmitir la señal entre ambas con la menor distorsión posible. En este tipo de aislamiento la señal que se introduce en el circuito emisor puede ser la señal original en banda base o bien una señal modulada, generalmente en ancho de pulso, en la primera. En ambas se tienen ventajas y desventajas.

Por ejemplo, si la señal que se transmite está en banda base, se evita la necesidad de la modulación, resultando un sistema muy simple. El problema es la poca linealidad de los dispositivos ópticos, lo que hace necesario disponer de circuitos de emisión y recepción perfectamente acoplados.

2.6.3 Amplificador de aislamiento mediante acoplo por transformador

La etapa de entrada y salida se acoplan con un transformador, es necesario modular la señal (FM, AM, PWM, etc.). Esto es así porque el primario del transformador, se comporta como un filtro paso altas que atenúa y distorsiona las bajas frecuencias de la mayoría de los biopotenciales.

2.6.4 Amplificador de aislamiento por acoplamiento capacitivo

Los amplificadores de aislamiento acoplados capacitivamente se basan en intercalar un capacitor en serie entre la entrada y la salida. Esta barrera capacitiva está formada por dos capacitores cerámicos de película delgada depositados sobre un sustrato del circuito integrado.

La ventaja que presentan estos amplificadores frente a los de acoplamiento magnético u óptico, es que se integran monolíticamente, lo que implica un menor costo y volumen.

2.7 El microcontrolador

Cada vez existen más productos y sistemas que incorporan en su diseño un microcontrolador con el fin de aumentar sustancialmente sus prestaciones, reducir su tamaño y costo, mejorar su fiabilidad y disminuir el consumo.

Por lo general, un microcontrolador dispone normalmente de los siguientes componentes:

- Procesador o UCP (Unidad Central de Proceso).
- Memoria RAM.
- Memoria ROM/PROM/EPROM/EEPROM.
- Líneas de E/S.
- Diversos módulos para el control de periféricos (temporizadores, puertos serie y paralelo, convertidores A/D, convertidores D/A, etc.).
- Generador de pulsos de reloj que sincronizan el funcionamiento de todo el sistema.

Al estar todos los microcontroladores integrados en un chip, su estructura fundamental y sus características básicas son muy parecidas, ya que disponen de bloques esenciales como el procesador, memoria de datos y de instrucciones, líneas de E/S, oscilador de reloj y módulos controladores de periféricos. Sin embargo, cada fabricante enfatiza los recursos más idóneos para las aplicaciones a las que se destinan preferentemente.

Por lo que, antes de seleccionar algún microcontrolador es importante tomar en cuenta todos los factores antes mencionados, ya que son importantes para una adecuada aplicación.

Capítulo 3

Especificaciones y diseño

3.1 Descripción del sistema

El sistema propuesto para lograr adquirir las señales EEG está constituido fundamentalmente por 3 etapas: la primera etapa es la de adquisición, la cual esta formada por la señal proveniente de los electrodos. La segunda etapa es la de acondicionamiento de las señales constituida principalmente por: un multiplexor, un amplificador de instrumentación, un compensador de offset, un amplificador de aislamiento, un filtro de ranura, un filtro paso bajas y por último un amplificador de ganancia variable.

Y la última etapa es la de digitalización y transmisión de señales compuesta por un microcontrolador, un convertidor A/D y el protocolo RS-232.

En el siguiente diagrama se muestran las tres etapas del sistema.

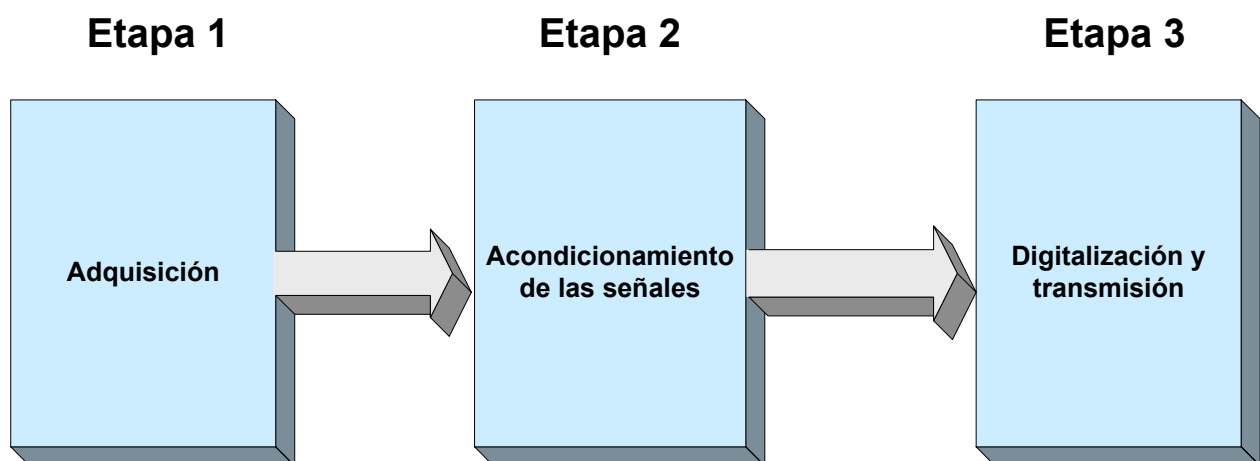


Figura 3.1 Diagrama de bloques de la etapa de adquisición

3.2 Diseño de los canales analógicos

3.2.1 Multiplexado

Debido a lo costoso que resulta utilizar un amplificador de aislamiento para cada uno de los canales del EEG, se optó por tomar otra alternativa que pudiera resolver este problema, multiplexado de los electrodos.

Para ello se utilizó un multiplexor analógico diferencial de bajo consumo de Analog Devices, el ADG407 que intercambia una de las ocho entradas diferenciales a una salida común, manipuladas por 3 líneas de direccionamiento A0, A1, A2 las cuales son habilitadas o deshabilitadas desde el pin EN, estas cuatro líneas son en realidad controladas por un microcontrolador que se especificará más adelante.

La tabla de verdad del multiplexor se muestra a continuación en la figura 3.2.1.

A2	A1	A0	EN	ON SWITCH PAIR
X	X	X	0	NONE
0	0	0	1	1
0	0	1	1	2
0	1	0	1	3
0	1	1	1	4
1	0	0	1	5
1	0	1	1	6
1	1	0	1	7
1	1	1	1	8

Figura 3.2.1 Tabla de verdad

Este circuito conmuta a una velocidad de $t_{ON} < 160$ ns y $t_{off} < 150$ ns cada uno de los electrodos de registro colocados en el paciente a fin de registrar la actividad para después introducir la señal diferencial de la salida del ADG407 hacia el amplificador de instrumentación y continuar así con el acondicionamiento de las señales. En la figura 3.2.1.1 se muestra el diagrama utilizado.

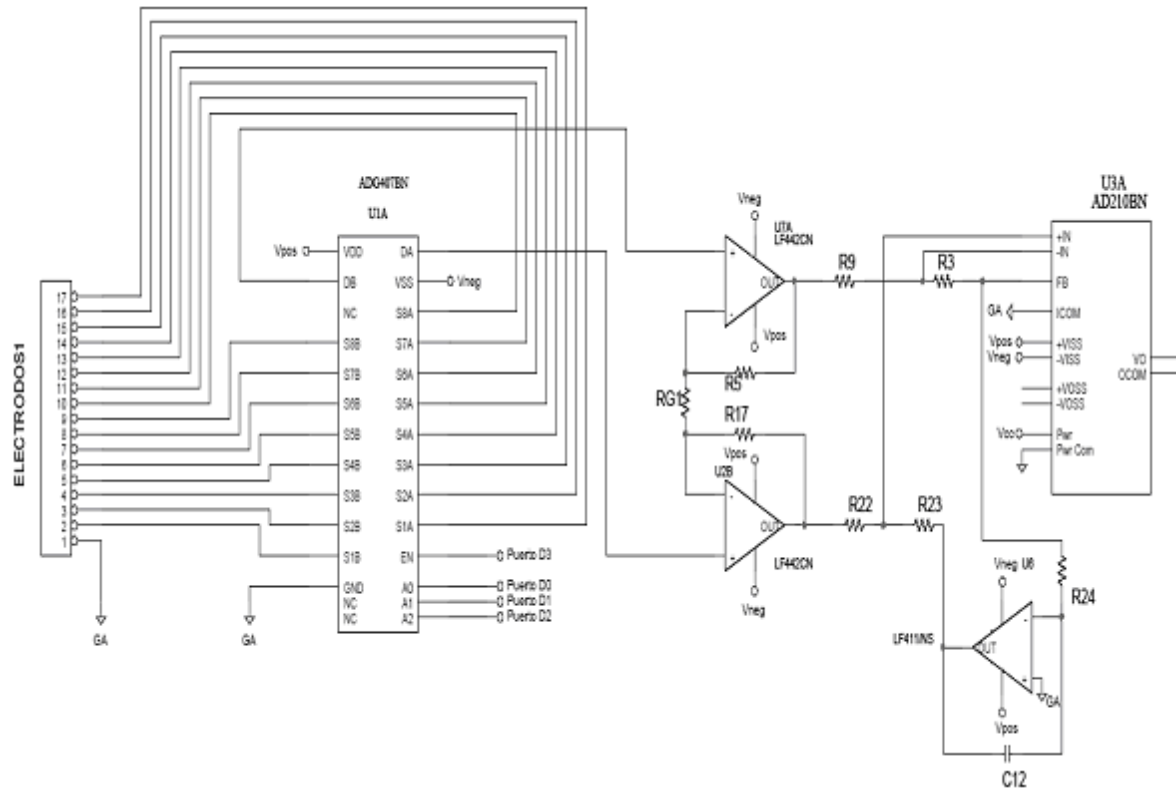


Figura 3.2.1.1 Multiplexado de la señal EEG.

Este circuito consume 200uA y es polarizado por la fuente que proporciona el amplificador de aislamiento debido a que se encuentra en la etapa de entrada de adquisición de la señal, por lo que es necesario que esté totalmente aislado para evitar posibles daños al paciente. Sin embargo, como se mencionó antes muy brevemente, un microcontrolador es el que se encarga de controlar las líneas de direccionamiento, por lo que no se pueden conectar directamente al multiplexor ya que se perdería el aislamiento de los demás componentes.

Para ello se requirió pasar dichas líneas por un aislador digital de cuatro canales, el ADUM2400, este dispositivo está basado en elementos analógicos, ya que combina la tecnología de CMOS y un transformador de núcleo de aire, estos componentes proporcionan características de funcionamiento excepcionales que son superiores a otras alternativas, estos dispositivos quitan las dificultades del diseño asociadas comúnmente a los acopladores ópticos, como la necesidad de

elementos externos, además de que consumen aproximadamente de un décimo a un sexto de la energía de lo que consumen los acopladores ópticos.

Este dispositivo puede operar en un rango de 2.7 a 5.5 V, siendo este otro problema ya que debe ser alimentado en su entrada aislada también por el amplificador de aislamiento que da de su fuente un nivel de voltaje de 15V. Para ello se colocaron dos referencias de 2.5 V en serie para lograr los 5 V requeridos para alimentar al componente y así poder enviar las cuatro líneas ya aisladas al multiplexor. El circuito de implementación se muestra a continuación en la figura 3.2.1.2.

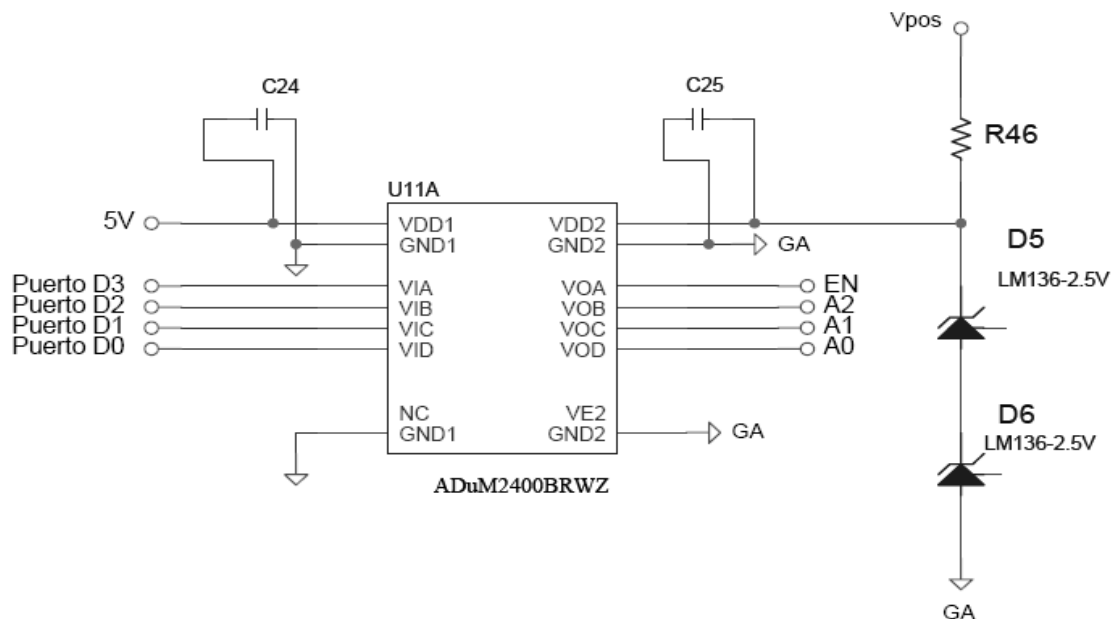


Figura 3.2.1.2. Aislamiento de las líneas de selección.

La resistencia R46 se calculó de la siguiente forma,

Si $V_{pos} = 15\text{ V}$ y necesitamos 5 V para alimentar al aislador que consume 1 mA , por tanto de,

$$V = RI$$

$$R = \frac{10V}{1mA} = 10k\Omega$$

3.2.2 Amplificador de instrumentación

Con frecuencia cuando se utilizan electrodos de superficie para registros especiales, como es en nuestro caso particular y que además las amplitudes de las señales vayan desde los $10\mu\text{V}$ hasta los $100\mu\text{V}$ aproximadamente, es necesario contar con amplificadores que demuestren tener características especiales como: alta impedancia de entrada, alta relación de rechazo al modo común (RRMC), bajo voltaje de offset, y con relativamente alta ganancia también.

De tal manera que para desarrollar esta etapa del diseño, primeramente se implementó un amplificador de instrumentación discreto, basado en amplificadores operacionales como el mostrado en la figura 3.2.2, que tratará de cumplir con las especificaciones antes mencionadas, pero con una característica importante para el diseño, ser de bajo consumo de corriente. Esto se tomó en consideración porque el amplificador de instrumentación se construyó en su segunda parte con la etapa de entrada del amplificador de aislamiento, el cual proporciona una fuente de poder aislada de $\pm 15\text{V}$ a 5mA lo cual debe ser suficiente para alimentar al multiplexor, al aislador y a los amplificadores operacionales que se encuentran en la parte aislada del sistema. En la tabla 1 se pueden observar los amplificadores operacionales considerados para el desarrollo del amplificador de instrumentación:

# Parte	Canales	Impedancia de entrada (Ω)	Corriente (mA)	RRMC (dB)	Voltaje de offset (mV)	Precio pesos(\$)
LF412	2	10^{12}	3.6	100	3	6.5
LF442	2	10^{12}	0.4	95	1	6
LMC662	2	> 1 Tera	1.8	83	3	8
TL072	2	10^{12}	2.5	100	3	5
TL082	2	10^{12}	2.8	86	3	4

Tabla 1

Lo que se puede notar en la tabla 1, es que el amplificador operacional LF442 es el que presenta un menor consumo de corriente, además de tener una RRMC aceptable, así como un bajo voltaje de offset, por tanto la implementación del amplificador de instrumentación se realizó con esta opción.

No obstante es importante mencionar que esta primera etapa también se probó con un amplificador de instrumentación en circuito integrado, el AD620 que cuenta con muy buenas características como bajo consumo de corriente (1.3 μA), voltaje de offset de entrada 50 μV y una RRMC de 100 dB. El inconveniente al momento de seleccionarlo fue el costo del integrado, el cual era de \$70 pesos aproximadamente.

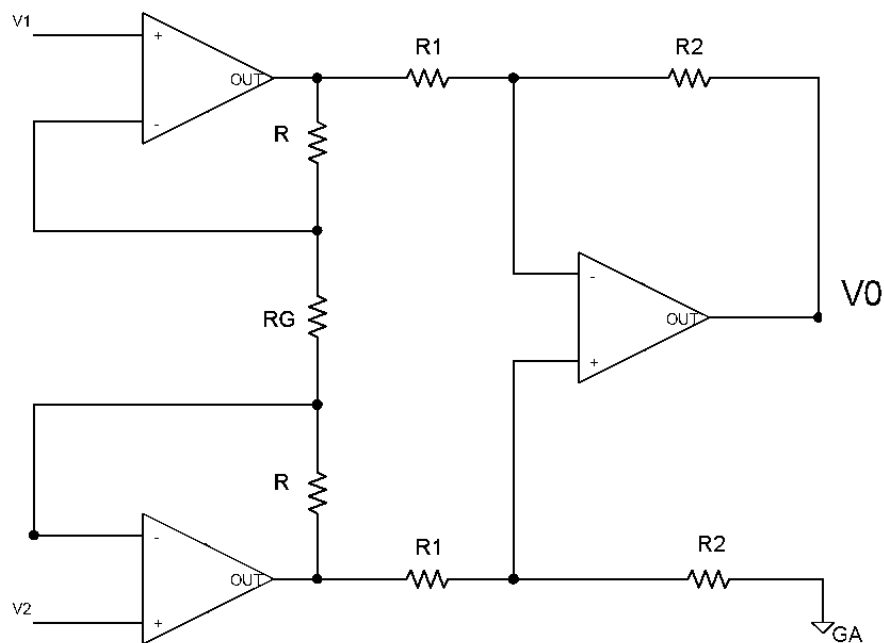


Figura 3.2.2 Amplificador de instrumentación.

Para llevar a cabo el cálculo de la ganancia necesaria para esta primera etapa del EEG utilizamos la ecuación desarrollada en la sección 2.2.1 del Capítulo 2, por tanto tenemos que

$$V0 = \left(\frac{2R}{RG} + 1 \right) \left(\frac{R2}{R1} \right) (V1 - V2)$$

Pero, teóricamente las resistencias elegidas tienen los siguientes valores $R= 47k$, $R_G= 10k$, $R_1=10k$ y $R_2= 100k$, por tanto la ganancia de la primera etapa es,

$$A = \left(\frac{2R}{R_G} + 1 \right) \left(\frac{R_2}{R_1} \right) = 100$$

Sin embargo, como las resistencias tienen una cierta tolerancia, la ganancia real del amplificador de instrumentación se calculó con los valores reales de las resistencias, los cuales fueron: $R= 46.50k$, $R_G= 9.89k$, $R_1= 9.90k$ y $R_2= 99.66k$. Dichos valores fueron medidos con ayuda de un multímetro, entonces la ganancia del amplificador de instrumentación es

$$A = 104.72$$

Ahora para confirmar que tan alta impedancia de entrada tiene nuestro amplificador de instrumentación hacemos el siguiente análisis.

Debido a que se utilizó un dispositivo JFET como entrada del amplificador de instrumentación se tiene una alta impedancia de entrada desde el principio, que va desde 10^7 hasta $10^{12} \Omega$.

Por tanto, siguiendo las ecuaciones para calcular la impedancia de entrada del instrumento y con la ayuda del circuito mostrado en la figura 3.2.2.1, tenemos que,

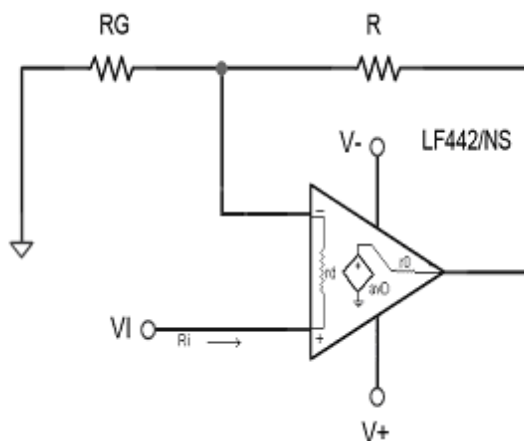


Figura 3.2.2.1 Amplificador no inversor.

Los parámetros dados por el fabricante son:

$r_d = 10^{12} \Omega$, que es la resistencia de entrada diferencial;

$a = 200 \text{ V/mV}$, es la ganancia en lazo abierto;

y además los parámetros de diseño $R_G = 9.89\text{k}$ y $R = 46.50\text{k}$.

Primero se calculó β que es el factor de retroalimentación, que está determinado por,

$$\beta = \frac{R_G}{R_G + R} = 0.17$$

y $T = a\beta$, es la ganancia del lazo de retroalimentación, entonces $T = 34000$, por tanto, la impedancia de entrada R_i es equivalente a:

$$R_i \cong r_d(1+T) \cong 3.4 \times 10^{16} \Omega$$

Que como puede verse, es un valor muy alto de impedancia de entrada.

A continuación calculamos la RRMC del amplificador de instrumentación que, como se explicó en la sección 2.2.1, lo ideal es hacer la RRMC tan grande como sea posible para que el amplificador responda sólo a la diferencia entre las tensiones de entrada, es decir, que amplifique V_{MD} (voltaje en modo diferencial) y se rechace V_{MC} (voltaje en modo común), que es la principal característica del amplificador de instrumentación.

Entonces la relación de rechazo al modo común total $RRMC_T$ podemos calcularla tomando la ecuación (11) vista con anterioridad en la sección 2.2.1, la cual está expresada como:

$$RRMC_T = \left(\frac{2R}{R_G} + 1 \right) \left[\frac{1}{2} \left(\frac{R_2R_3 + 2R_4R_2 + R_1R_4}{R_4R_1 - R_3R_2} \right) \right] \quad (11)$$

Para este cálculo tomamos en cuenta los valores reales de las resistencias:

$$\begin{array}{lll} R = 46.50\text{k} & R_1 = 9.90\text{k} & R_1 = R_3 = 9.91\text{k} \\ R_G = 9.89\text{k}, & R_2 = 99.66\text{k}, & R_2 = R_4 = 99.67\text{k} \end{array}$$

Donde R_1 y R_2 de la entrada no inversora son sustituidas por R_3 y R_4 respectivamente, para poder realizar el cálculo correcto.

Sustituimos estos valores en (11) y tenemos que,

$$RRMC_T = \left(\frac{2R}{RG} + 1 \right) \left[\frac{1}{2} \left(\frac{R_2 R_3 + 2R_4 R_2 + R_1 R_4}{R_4 R_1 - R_3 R_2} \right) \right] = 12166$$

si después se desea expresar la RRMC en decibels nos queda que:

$$RRMC = 20 \log(RRMC_T) = 81.70 dB$$

Por otra parte, uno de los aspectos más importantes de este diseño, es el voltaje de offset que se introduce al sistema y lo importante que resulta mantener las señales íntegras, por tanto, se implemento un circuito de compensación a la salida del amplificador de instrumentación. Básicamente es un integrador inversor que se comporta a la vez como un filtro paso-altas. El esquema total se muestra en la figura 3.2.2.2.

El circuito recibe la señal proveniente del amplificador en donde al estar configurado como un integrador inversor, integra e invierte la señal y después la regresa por la entrada de referencia del amplificador de instrumentación para ser restada nuevamente por el amplificador, provocando así la diferencia de las señales y eliminando el voltaje de offset.

Para determinar el área de trabajo de dicho circuito utilizamos la ecuación de diseño de un filtro paso altas para fijar la frecuencia de corte f_c ,

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

Como se requería cumplir con una frecuencia $f_c = 0.1$ Hz para cumplir con la especificación de un EEG comercial. Para el cálculo se fijo el capacitor C a $1\mu F$ y se calculó solamente la resistencia R ,

$$R = \frac{1}{2\pi C f_c} = 1.59 M\Omega$$

Con este cálculo garantizamos fijar la frecuencia de inicio del ancho de banda del EEG.

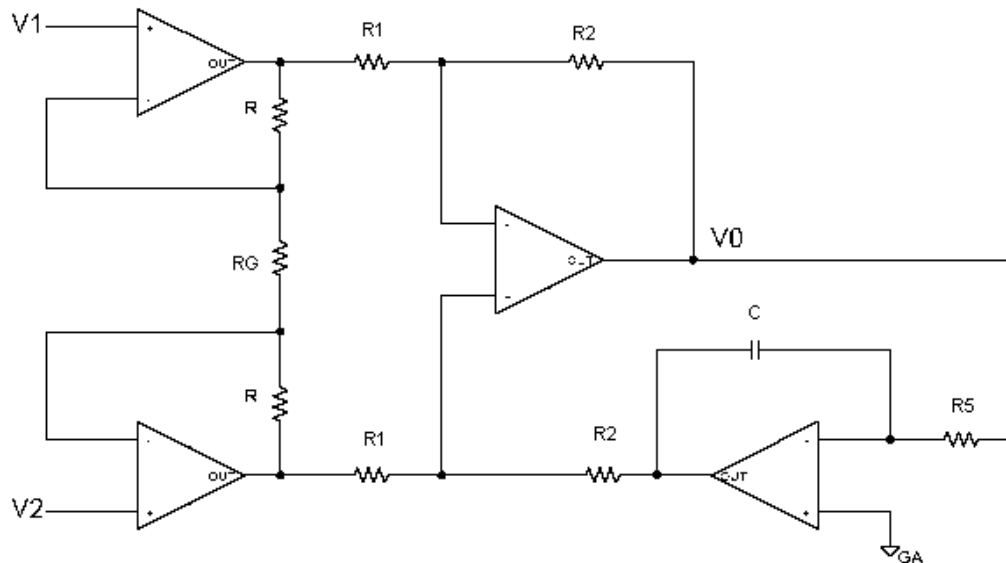


Figura 3.2.2.2 Amplificador de instrumentación con compensación de voltaje de offset.

3.2.3 Amplificador de aislamiento

Debido a la importancia que tiene el utilizar cualquier equipo médico, es fundamental brindarle máxima seguridad al paciente al momento de tomar un registro, por lo cual se debe tratar de evitar cualquier probabilidad de descarga eléctrica de algún sensor o instrumento que esté unido al paciente, además de separar los lazos de tierra. Por lo que, para poder llevar a cabo el aislamiento del equipo, primero se probaron distintos tipos de amplificadores de aislamiento, los cuales son mostrados en la tabla 2.

En realidad, como se puede ver en la tabla, los amplificadores AD215 y el AD210 presentan características muy similares, siendo la única diferencia la corriente que

proporcionan, por lo que se puede optar por cualquiera de estos dos dispositivos; pero en este caso, después de probar dichos componentes se decidió optar por el amplificador de aislamiento AD210 de Analog Devices porque su fuente aislada es suficiente para alimentar al módulo de entrada. El esquema interno del amplificador de aislamiento se muestra en la figura 3.2.3.

El AD210 está conformado por tres puertos, uno de entrada, uno de salida y uno donde se encuentra la fuente de alimentación aislada.

# Parte	Canales	Fuente de voltaje	Fuente de Corriente	Ganancia	Voltaje de offset	Precio
		[V]	[mA]		(mV)	pesos (\$)
AD215	2	± 15	10	1-100	2	500
AD210	3	± 15	5	1-100	5	500
ISO124*	2	± 18	5	1	50	80

Tabla 2

Entre sus principales características se encuentra el alto nivel de aislamiento galvánico y una alta precisión, debido a que mantiene la señal íntegra, aislando completamente la señal de entrada de la fuente de alimentación por medio del transformador interno de acoplamiento que elimina la necesidad de utilizar convertidores de DC/DC. La fuente aislada suministra ± 15 V a 5 mA, la cual está disponible a la entrada aislada o a la salida del amplificador.

Una de las entradas del amplificador permanece sin conectar, esto es para que cada usuario pueda configurarla de acuerdo a sus necesidades. Siendo para este caso una gran ventaja, ya que se utilizó el amplificador interno como amplificador diferencial y completar así el amplificador de instrumentación ya antes mencionado.

*El amplificador de aislamiento ISO124 utiliza adicionalmente 2 convertidores DCR01 regulados con un valor de \$100 c/u.

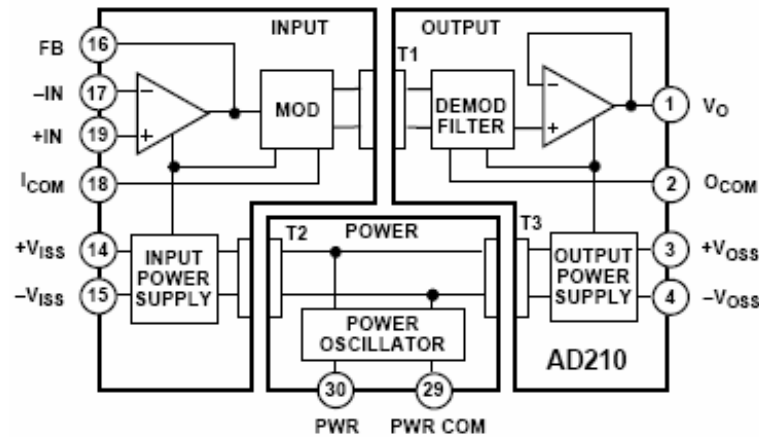


Figura 3.2.3 Amplificador de aislamiento.

3.3 Diseño de los filtros

Un factor importante a considerar en la adquisición de todo tipo de señales biológicas es la eliminación de ruido. Generalmente la mayor fuente de estos es el cableado y el ruido de 60 Hz que se encuentra en el medio ambiente.

3.3.1 Filtro de ranura (Notch 60 Hz)

Como caso específico de éste proyecto surgió el problema de que las frecuencias EEG coincidieran en una porción con la señal de 60 Hz. Y como la magnitud de dichas señales es muy pequeña, esto provocaba que se mezclaran ambas señales. Sin embargo, a pesar de que idealmente se desea eliminar cualquier interferencia de los registros mediante filtrado, el aplicarlo acarrea pérdidas que si bien son pocas debido al rango de frecuencias que se manejan, no dejan de ser importantes para un diagnóstico exacto.

Por tanto, se utilizó un filtro en circuito integrado, el UAF42 de Burr-Brown que es un filtro universal que puede ser configurado como filtro paso bajas, paso altas, paso banda, prácticamente todas las configuraciones básicas. Utiliza una arquitectura clásica de variables de estado con un amplificador inversor y dos integradores.

Este dispositivo reduce significativamente el tamaño del circuito final, ya que utiliza un número reducido de componentes externos y f y Q se pueden fijar independientemente. La configuración para el filtro de ranura se muestra en la figura 3.3.1. Y podemos calcular sus parámetros con las siguientes ecuaciones propuestas por el fabricante:

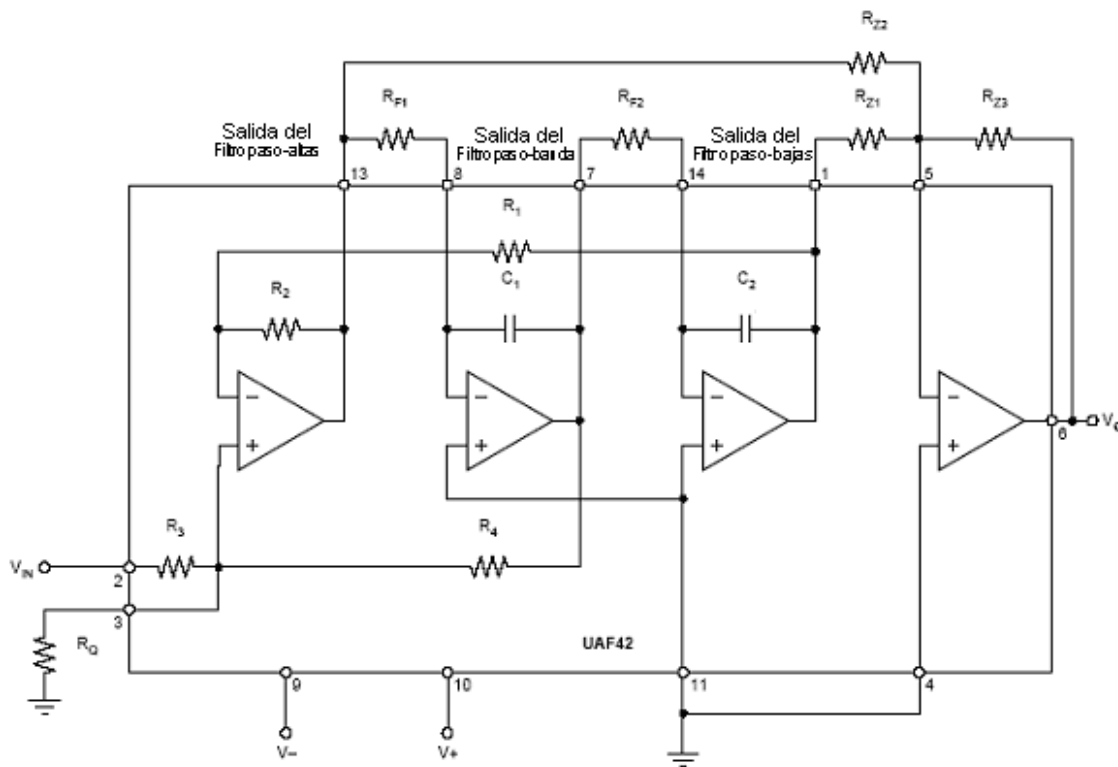


Figura 3.3.1. Filtro de ranura de 60 Hz.

La frecuencia f_{NOTCH} del filtro se puede calcular de la siguiente manera:

$$f_{NOTCH} = \sqrt{\left(\frac{A_{LP}}{A_{HP}} \cdot \frac{R_{Z2}}{R_{Z1}} \right)} \cdot f_0$$

donde

A_{LP} = ganancia de la entrada a la salida del filtro paso bajas en f_0

A_{HP} = ganancia de la entrada a la salida del filtro paso altas en $f > f_0$

Típicamente, $\frac{A_{LP}}{A_{HP}} \cdot \frac{R_{Z2}}{R_{Z1}}$ es igual a uno. Por lo que esto simplifica la ecuación quedando,

$$f_{NOTCH} = f_0$$

y f_0 esta definida como

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_f C}$$

donde $R_f = R_{f1} = R_{f2}$ y $C = C_1 = C_2$

Si f_0 la definimos en 60 Hz porque es la que se quiere eliminar y fijamos $C=1000$ pF y calculamos R_f .

$$R_f = \frac{1}{2\pi f_0 C} = 2.65 M\Omega$$

Y dado que R_Q se puede fijar a gusto del diseñador podemos decir que $R_Q = 2.2k$ para así poder calcular la Q que nos servirá para un cálculo posterior, por tanto de la ecuación,

$$R_Q = \frac{25k}{Q-1}$$

$$Q = \frac{25k}{R_Q} + 1 = 12.39$$

La ganancia en la banda de paso del filtro de ranura es influenciada por la Q del filtro y puede ser reajustada por medio de la relación,

$$Q = \frac{R_{Z3}}{R_{Z1}} = \frac{R_{Z3}}{R_{Z2}}$$

Esta ecuación nos sirve para calcular a R_{Z1} , R_{Z2} , R_{Z3} , primero utilizamos un valor de $R_{Z1} = 2k$ para obtener,

$$R_{Z3} = Q(R_{Z1}) = 24.7k$$

$$R_{z2} = \frac{R_{z3}}{Q} = 1.99k$$

A pesar de presentar buenas características y fácil manejo, el único problema que se presentó al utilizarlo fue que proporcionaba un voltaje de offset a la entrada de 5 mV aproximadamente, que es en comparación con nuestra señal demasiado grande para nuestro propósito y en consecuencia provocó que existiera cierta inestabilidad en el canal, ya que si en un principio se eliminó el voltaje de offset casi por completo, este vuelve a aumentar a la salida del filtro provocando que la señal tienda a perderse. Para resolver dicho problema se implementó un circuito compensador externo, el cual ajusta o compensa el voltaje a la salida del filtro. En la figura 3.3.1.1 se muestra el circuito utilizado.

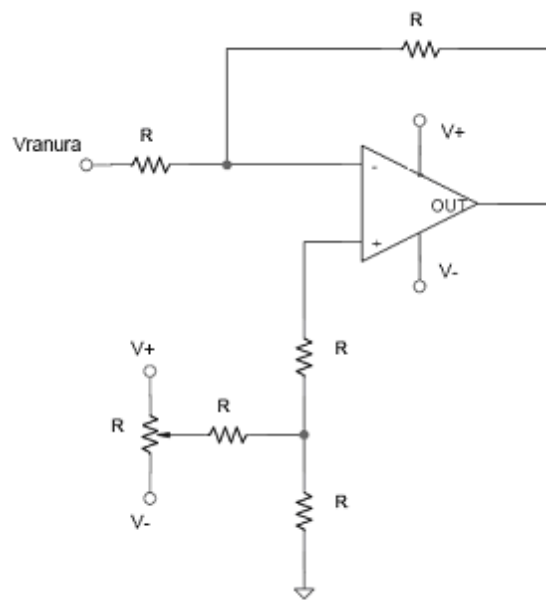


Figura 3.3.1.1 Circuito compensador.

3.3.2 Filtro paso - bajas

El circuito de la figura 3.3.2 es un filtro paso bajas de segundo orden con ganancia unitaria. Se utilizó esta variante de la estructura de Sallen Key porque es una de las más comúnmente utilizadas y porque presenta una buena respuesta a pesar

de que se construya con tan sólo un amplificador operacional.

Dado que el circuito del amplificador operacional es básicamente un seguidor de voltaje, el voltaje existente a través de Z4 es igual al voltaje de salida, V0.

Por lo que podemos desarrollar la función de transferencia del filtro como sigue,

$$\text{Si } Z1 = R1 \quad (\text{A}) \quad \text{y} \quad Z2 = R2 \quad (\text{B})$$

$$Z3 = 1/j\omega C2 \quad (\text{C}) \quad \text{y} \quad Z4 = 1/j\omega C1 \quad (\text{D})$$

Y además $S = j\omega$

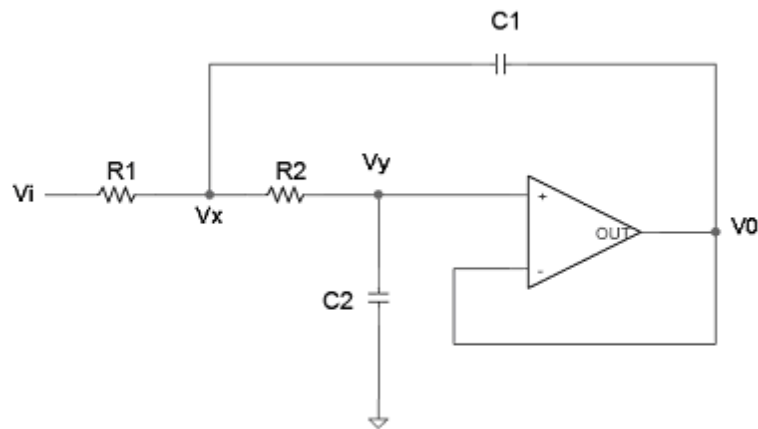


Figura 3.3.2. Filtro paso bajas.

Entonces,

$$\frac{V_{in} - V_x}{Z1} + \frac{V0 - V_x}{Z4} = \frac{V_x - V_y}{Z2} \quad (1)$$

siendo

$$V_y = V0 \quad (2)$$

y

$$V_x = \frac{Z3 + Z2}{Z3} \cdot V0 \quad (3)$$

sustituyendo las ecuaciones (2) y (3) en (1) tenemos

$$\frac{V_{in} - \frac{V_0(Z_3 + Z_2)}{Z_3}}{Z_1} + \frac{V_0 - \frac{V_0(Z_3 + Z_2)}{Z_3}}{Z_4} = \frac{V_0 \left(\frac{Z_3 + Z_2}{Z_3} \right) - V_0}{Z_2}$$

pero si simplificamos y reagrupamos todos los términos de la ecuación nos queda

$$V_0 \left(\frac{Z_2}{Z_3 Z_4} + \frac{Z_3}{Z_1 Z_3} + \frac{Z_2}{Z_1 Z_3} + \frac{1}{Z_3} \right) = \frac{V_{in}}{Z_1}$$

De esta manera podemos ahora despejar a V_0 y V_{in}

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{1}{\frac{Z_1 Z_2}{Z_3 Z_4} + \frac{Z_1 Z_3 + Z_2 Z_1}{Z_1 Z_3} + \frac{Z_1}{Z_3}} \quad (4)$$

Ahora si sustituimos las ecuaciones (A), (B), (C) y (D) en (4) tenemos,

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{1}{\frac{R_1 R_2}{\frac{1}{j\omega C_2} \cdot \frac{1}{j\omega C_1}} + \frac{R_1 \cdot \frac{1}{j\omega C_2} + R_2 R_1}{R_1 \cdot \frac{1}{j\omega C_2}} + \frac{R_1}{\frac{1}{j\omega C_2}}}$$

Por último transformando la ecuación obtenemos la función de transferencia que necesitamos:

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{1}{\frac{R_1 R_2}{\frac{1}{sC_2} \cdot \frac{1}{sC_1}} + \frac{R_1 \cdot \frac{1}{sC_2} + R_2 R_1}{R_1 \cdot \frac{1}{sC_2}} + \frac{R_1}{\frac{1}{sC_2}}}$$

$$H(s) = \frac{1}{s^2 + \left(\frac{C_2 R_2 + C_2 R_1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \right) s + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

Esta última ecuación puede ser comparada con la ecuación normalizada:

$$H(S) = \frac{K}{S^2 + 2\xi W_n S + W_n^2}$$

donde ξ es el factor de amortiguación y W_n es la frecuencia natural y por tanto, se puede decir que,

$$W_n = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

Para llevar a cabo el diseño de los canales, tomamos $\xi=0.707$ y además debe de cumplir con $C_1=2C_2$ y $R_1=R_2=R$, por lo que la ecuación final de diseño puede escribirse de la siguiente manera,

$$f_n = \frac{1}{2\pi R C_2 \sqrt{2}}$$

Para un valor de $C_1=0.02\mu F$, $C_2=0.01\mu F$ y una frecuencia $f_n=85$ Hz tenemos,

$$R = \frac{1}{2\pi \sqrt{2} C_2 f_n} = 132.3 k\Omega$$

Anteriormente se había mencionado que era necesario fijar el área de trabajo de los canales EEG para tener un intervalo de lecturas aceptables al momento de hacer los registros, por lo que con el cálculo de estos componentes se fija la segunda frecuencia para determinar el ancho de banda del aparato.

3.4 Amplificador de ganancia variable

En la última etapa del diseño analógico, fue necesario darle una ganancia final al electroencefalógrafo para ajustar las señales a un nivel de voltaje más visible, el cual debe ser seleccionable por el usuario.

Para este propósito se diseñó un circuito amplificador sumador en configuración inversora con un amplificador operacional TI071 y un multiplexor analógico, el

utilizado en la etapa de entrada del EEG para multiplexar los electrodos, el ADG407, el cual a pesar de haberse utilizado únicamente 4 de los 16 interruptores funcionó correctamente al momento de seleccionar la ganancia. Una de las ventajas que tiene el utilizar este dispositivo y no directamente un interruptor analógico es que se pueden agregar distintos valores en las ganancias al sistema con simplemente agregar una resistencia por cada ganancia necesitada, por tanto lo que hace este circuito es fijar una resistencia en la retroalimentación del amplificador y multiplexar la otra resistencia, estas resistencias fueron seleccionadas de tal manera que nos dieran ganancias con intervalos de 10 en 10.

Sin embargo, se pueden intercambiar para lograr distintos valores de ganancia, asimismo esto también cumple con la finalidad de eliminar arreglos más complicados. La figura 3.4 muestra el circuito utilizado.

Las ganancias de selección fueron calculadas utilizando la siguiente ecuación:

$$A = \frac{R_f}{R_{g_n}}$$

Donde R_f sería la resistencia $R_{41}=100k$ y R_{g_n} es la resistencia propuesta que en este caso sería R_{39} , R_{40} , R_{42} y R_{44} . En la tabla 3 se presentan los valores de las resistencias para las ganancias propuestas en este trabajo.

Ganancia	Valor de la resistencia
1	100k
10	10k
100	1k
1000	100Ω

Tabla 3

El multiplexor es controlado y habilitado por el microcontrolador el cual a la vez realiza una interrupción cada vez que uno de los 4 botones de selección de

ganancia es presionado mandando por el puerto B la señal de salida seleccionada al multiplexor. Siendo la ganancia total del sistema de 100,000 veces sobre la señal original.

Las resistencias R35 y la R36 sirven para ajustar el voltaje de offset que se agrega a la señal debida al amplificador operacional.

Con esta etapa de selección analógica lo que se pretende hacer después es un ajuste de la señal para que el convertidor A/D pueda leer sin problemas las señales.

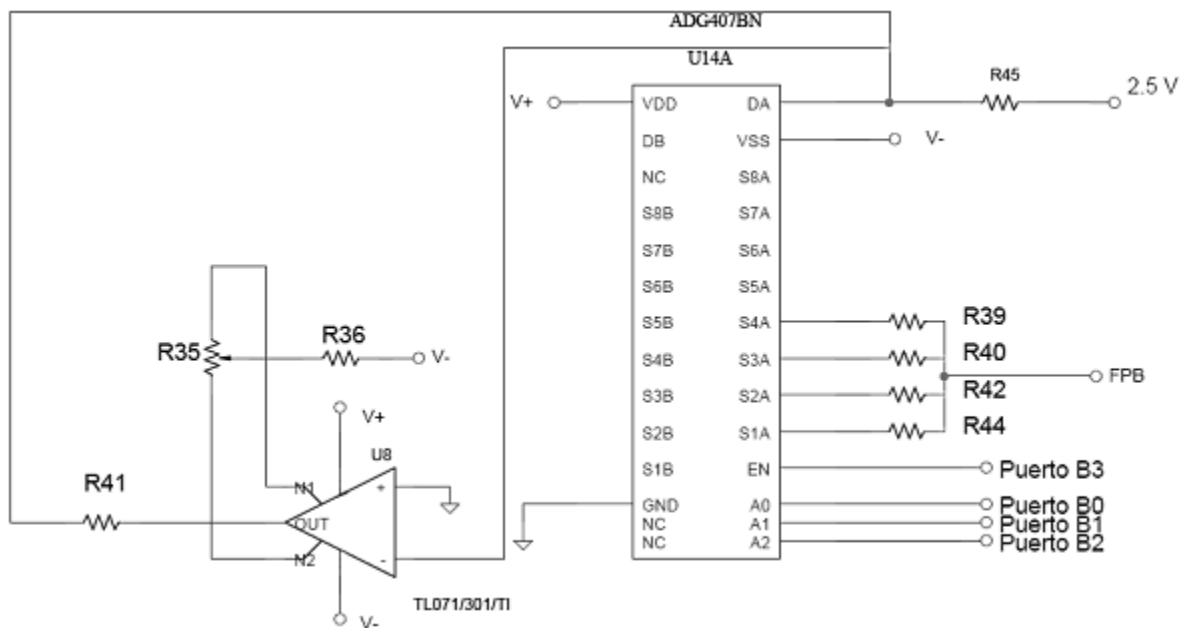


Figura 3.4 Amplificador de Ganancia Variable.

Se añadió un voltaje offset para correrla a un intervalo positivo entre 0 y 5V para adecuarla al microcontrolador. Se colocó la resistencia R45 con una referencia de 2.5 V para realizar esta tarea.

3.5 Diseño de la etapa digital

En el diseño de esta etapa se utiliza el microcontrolador PIC16F877 de Microchip, que entre sus principales características cuenta con 5 puertos que pueden ser configurados como entradas y salidas de los cuales 8 canales corresponden al convertidor A/D, además de que también contiene un módulo de comunicación serial. La frecuencia de operación máxima de este microcontrolador es de 20 MHz.

El propósito de utilizar un microcontrolador, es que dicho dispositivo se encargue de controlar algunas de las partes del sistema que serían difíciles de controlar manualmente como lo son en nuestro caso el multiplexor y el amplificador de ganancia variable. A continuación se presenta en la figura 3.5 el diagrama de bloques de la interacción del microcontrolador con las etapas antes mencionadas del EEG.

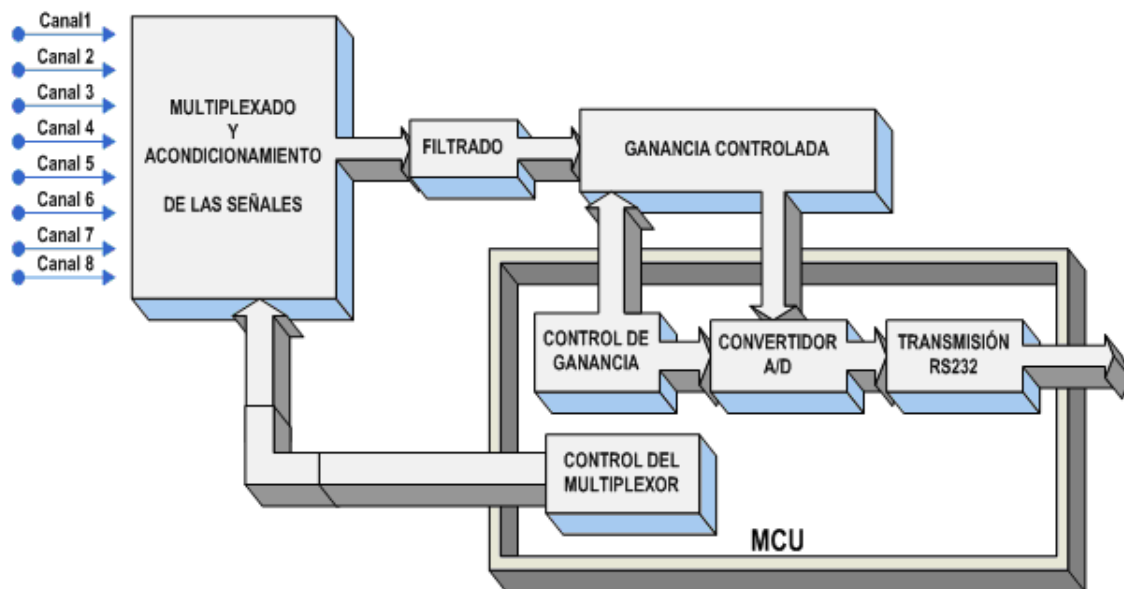


Figura 3.5 Diagrama de bloques de la etapa digital

El microcontrolador, además, como se puede observar en el diagrama se encarga de mandar la señal con la ganancia seleccionada al convertidor analógico/digital para después disponer de la información ya digitalizada por medio de la interfaz RS232 hacia la computadora.

3.5.1 Conversión analógica digital (A/D)

Para adecuar las señales de la sección analógica a la sección digital es necesario utilizar algún tipo de convertidor A/D. Afortunadamente el microcontrolador que se utilizó cuenta con un módulo de conversión analógico/digital que es de 10 bits, lo cual nos permite reconstruir la señal electroencefalográfica en su totalidad y sin la necesidad de implementar un convertidor externo, lo cual nos aumentaría el costo y el tamaño del equipo. Se escogió el canal 0 del puerto A del microcontrolador para digitalizar las señales analógicas.

3.5.1.1 Definición de la frecuencia de muestreo

Como se mencionó en el Capítulo 2, la velocidad mínima permitida para reconstruir una señal sin error esta dada por:

$$f_{\text{muestreo}} > 2B$$

Por lo que, para reconstruir la señal sin errores sabemos que el ancho de banda B es igual a 84.9 Hz y dado que la frecuencia mínima de muestreo debe ser al menos el doble del ancho de banda tenemos que la frecuencia con la que se deben muestrear los canales como mínimo debe ser de 169.8 Hz, o sea que el PIC debe mandar 169.8 muestras por segundo a la computadora, pero como se tienen 8 canales el PIC en realidad debe enviar:

$$169.8 \frac{\text{muestras}}{\text{s}} \times 8 \text{canales} = 1358.4 \frac{\text{muestras}}{\text{s}}$$

Sin embargo, dado que solo es la frecuencia mínima de muestreo es conveniente utilizar una frecuencia mayor para la digitalización, siendo 200 Hz una frecuencia superior a la del teorema y suficiente para realizarlo.

$$200 \frac{\text{muestras}}{\text{s}} \times 8 \text{canales} = 1600 \frac{\text{muestras}}{\text{s}}$$

3.6 Opción a la interfaz RS 232

En este apartado se trata el modo de comunicación entre un microcontrolador y la PC. La transmisión de los datos se realiza por el puerto serie, por tanto se describirá brevemente cómo se llevó a cabo la comunicación.

La comunicación efectuada por el puerto RS232 es asincrónica. Esto significa que no hay señal de reloj asociada a la señal de datos. El RS-232 puede transmitir los datos en grupos de 5, 6, 7 u 8 bits, a unas velocidades determinadas aunque normalmente se realiza a 9600 bits por segundo. Después de la transmisión de los datos, le sigue un bit opcional de paridad (indica si el número de bits transmitidos es par o impar, para detectar fallos), y después 1 o 2 bits de Stop. Normalmente, el protocolo utilizado es el 8N1 (que significa, 8 bits de datos, sin paridad y con 1 bit de parada. Una vez que ha comenzado la transmisión de un dato, los bits tienen que llegar uno detrás de otro a una velocidad constante y en determinados instantes de tiempo. Por eso, se dice que el RS-232 es asíncrono por carácter y síncrono por bit. Los pines que portan los datos son RXD y TXD.

Además, el puerto serie toma como '1' cualquier voltaje que se encuentre entre -3 y -15V y como '0', entre +3 y +15 V.

Pero como el voltaje del microcontrolador y el del protocolo RS232 son diferentes, se utiliza un circuito integrado el MAX232, que adecua o cambia los niveles TTL a los del estándar RS232 cuando se hace una transmisión, y cambia los niveles RS232 a TTL cuando se tiene una recepción.

La figura 3.6 muestra la conexión de un microcontrolador con el circuito convertidor, que en el caso de este diseño se muestra con el microcontrolador PIC16F877.

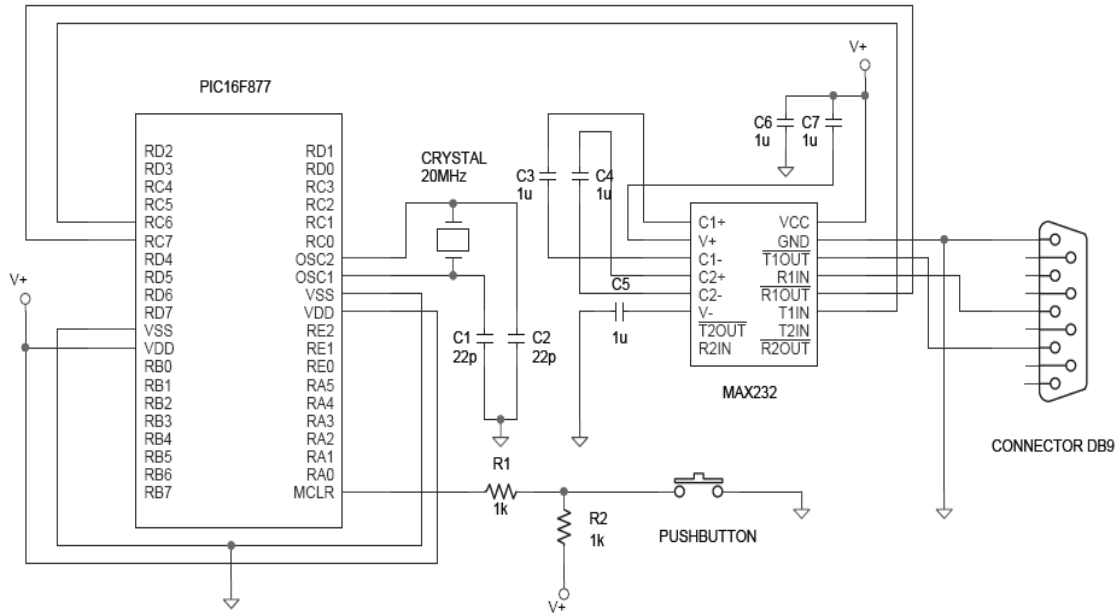


Figura 3.6 Diagrama de conexión del microcontrolador PIC16F877 y el Max232.

Para poner en funcionamiento a la interfaz de nuestro sistema, utilizamos el módulo de comunicaciones serial del microcontrolador, el cual utiliza las terminales RC6 para la transmisión y RC7 para la recepción, la interfaz se configura en modo asíncrono con una velocidad de 38400 baud bajo el protocolo RS232.

El inconveniente que se presenta al utilizar este protocolo es que se transmiten solamente 8 bits y el convertidor A/D del microcontrolador es de 10 bits como se había visto anteriormente. Por tanto, fue necesario separar los datos en dos paquetes de 8 bits para que fuera posible llevar a cabo una transmisión correcta de las señales.

Para convenir o adaptar la frecuencia de muestreo que anteriormente se había

calculado debido a que esa frecuencia es solo para enviar paquetes de 8 bits y ahora es necesario mandar dos paquetes se realizó el siguiente cálculo,

$$1600 \times 2 = 3200 \frac{m}{s}$$

siendo este el número de muestras con las que en realidad se debe trabajar para obtener un correcto desplegado de las señales cuando se requiera utilizar la PC.

3.7 Desarrollo del programa del control de multiplexado, de ganancia y del convertidor A/D

Anteriormente se describió que los electrodos del EEG necesitarían ser multiplexados debido a que se requería economizar el diseño, además de que resultaría complicado para el usuario intercambiar los electrodos manualmente, por tanto se desarrolló un programa en lenguaje C con la ayuda del compilador CCS-C compiler de Custom Computer Services Inc., el cual controla y habilita las líneas de direccionamiento del multiplexor para la selección de los electrodos, además de que ajusta o selecciona la ganancia adecuada por medio de interrupciones. En la figura 3.7 se muestra el diagrama de flujo del programa de control para el microcontrolador. En el cual se inicia habilitando los puertos para las diferentes funciones a realizar como lo son los puertos, el convertidor A/D y las interrupciones.

El programa realiza una cuenta de 0 a 7 con incrementos de uno en uno, esto es para manejar las líneas A0, A1 y A2 del multiplexor de electrodos que a la vez es habilitado por el pin D3 del puerto D. Después de hacer esto, el convertidor lee un valor, espera un momento para asegurar el dato, y posteriormente lo divide en dos partes que harán los 10 bits finales para que estos puedan ser enviados por el puerto serie.

Para el control de ganancia se realiza la misma habilitación que para el multiplexor de electrodos, la única diferencia es que se utilizó el puerto B para esta tarea, donde b0, b1, b2 y b3 son los pines de habilitación.

Dentro de esta parte se llevan a cabo las interrupciones por medio de un teclado para realizar la selección. La interrupción se ejecuta si y sólo si cualquiera de los cuatro botones es presionado durante el registro. Los pines que se utilizan para este propósito son b4, b5, b6 y b7, y si ninguno de los botones es presionado el programa continua ejecutándose hasta que se registre un cambio.

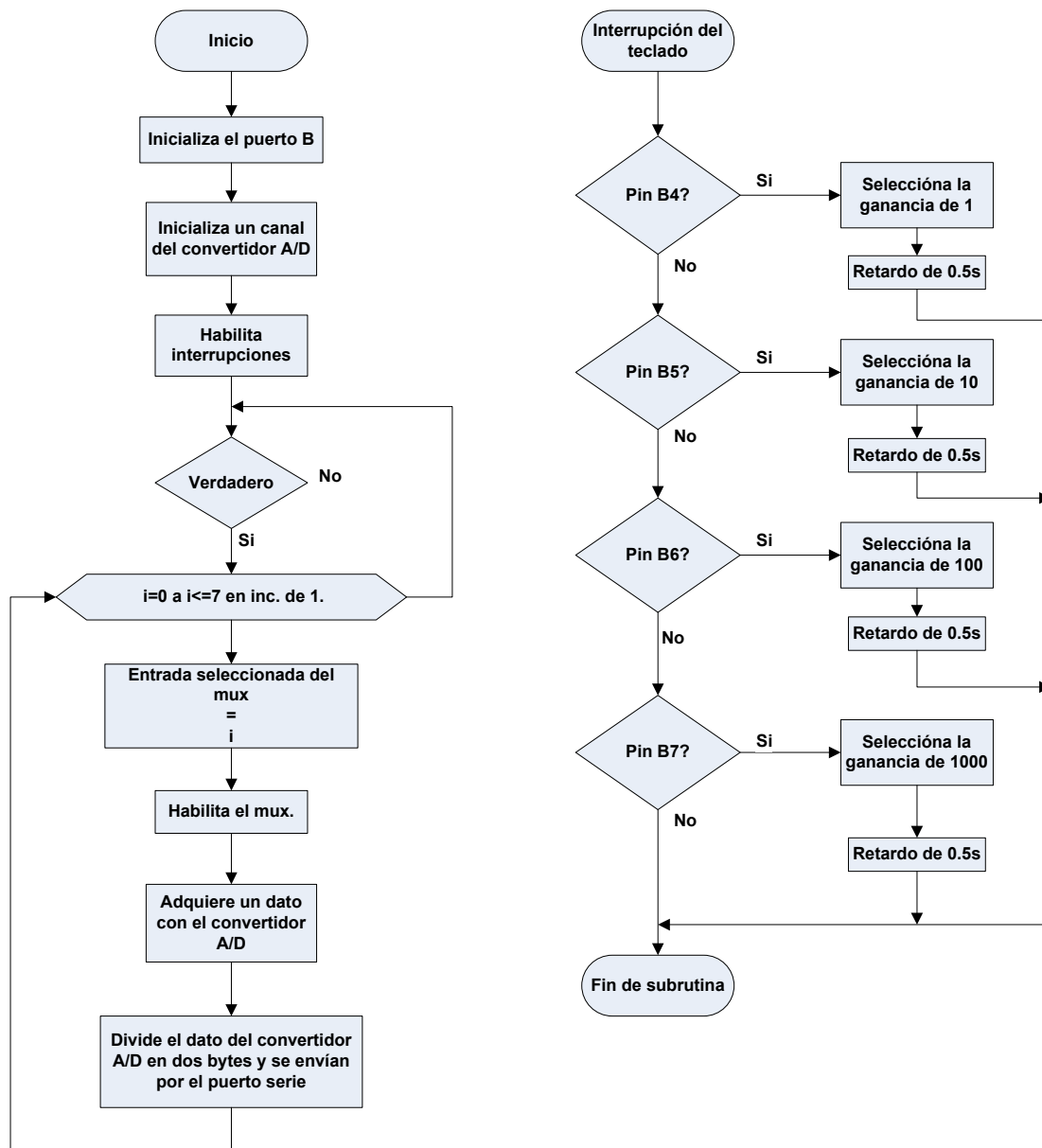


Figura 3.7 Diagrama de flujo del control de multiplexado, ganancia y del convertidor A/D.

3.8 Diagrama de bloques del electroencefalógrafo

Por último, se presenta un bosquejo final de todas las secciones anteriormente explicadas en un diagrama de bloques mostrado en la figura 3.8, que representa la forma de interacción de las secciones que conforman al electroencefalógrafo diseñado.

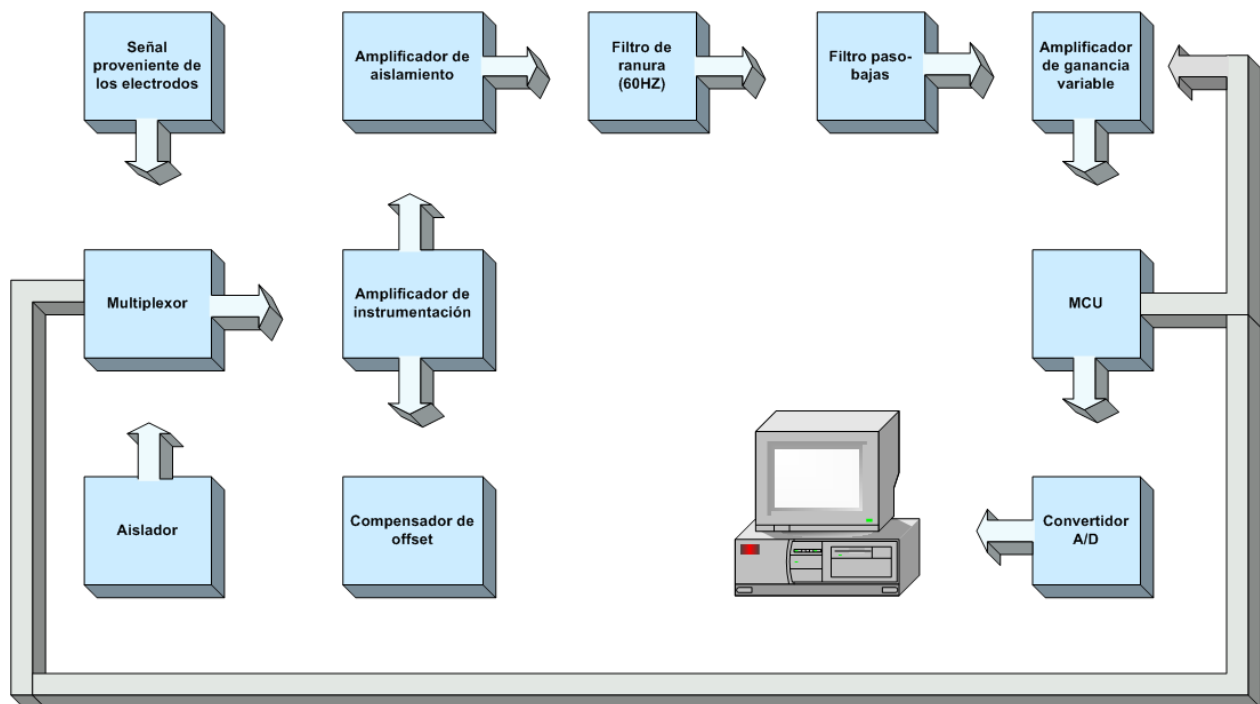


Figura 3.8 Diagrama de bloques del sistema electroencefalográfico.

Capítulo 4

Pruebas y resultados

4.1 Señales adquiridas por el EEG diseñado

En este capítulo se muestran algunas señales capturadas por medio de un osciloscopio de los registros tomados por el electroencefalógrafo diseñado. Las imágenes se presentan en tres de las cuatro ganancias propuestas para el sistema, esto simplemente para observar mejor la forma de onda de la señal.

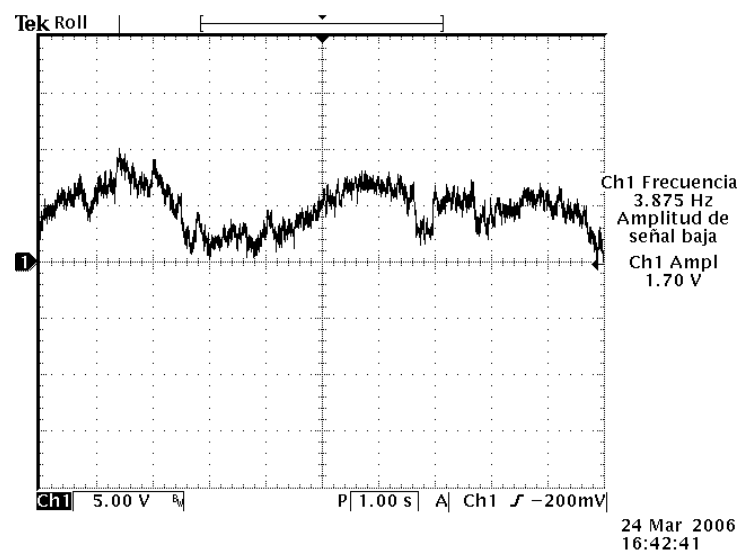


Figura 4.1 Señal EEG1 amplificada 10000

Los registros mostrados en las figuras 4.1.3 y 4.1.4 representan los movimientos oculares, en donde los electrodos se colocan en el rostro del paciente; este tipo de registros son muy útiles en estudios relacionados con el sueño, pero son registros adicionales a las señales electroencefalográficas.

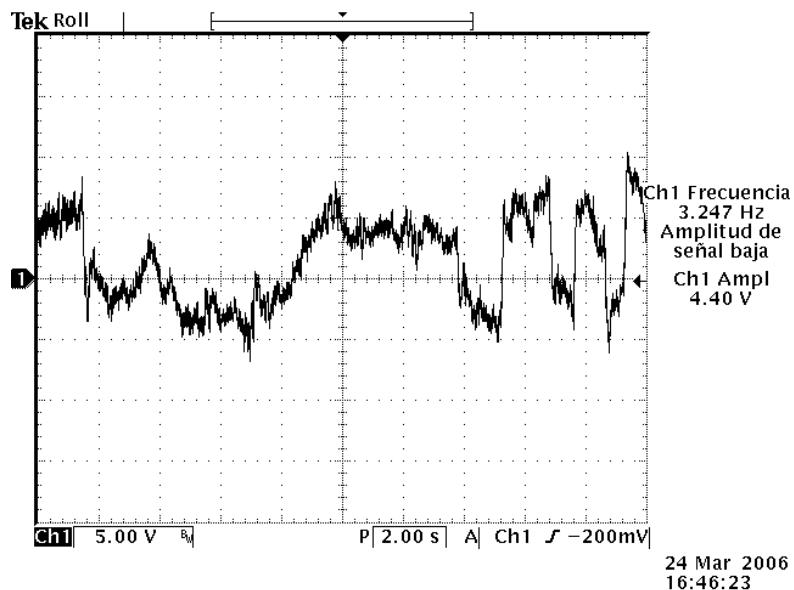


Figura 4.1.1 Señal EEG2 amplificada 100000

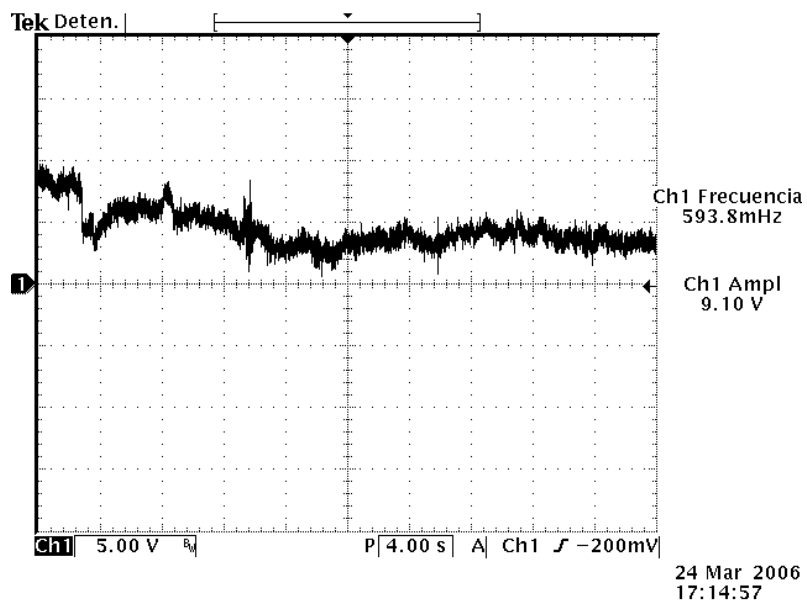


Figura 4.1.2 Señal EEG3 amplificada 100000.

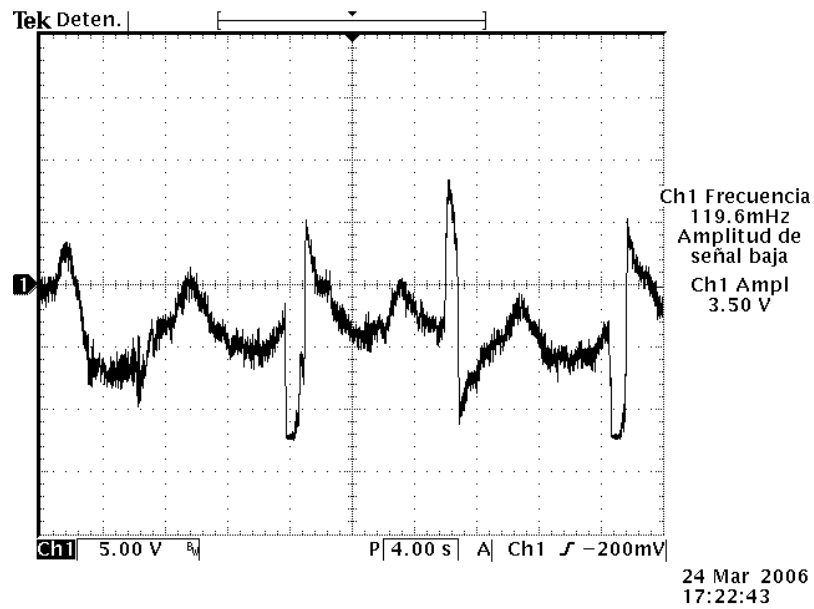


Figura 4.1.3 Registro de movimiento ocular amplificado 100000.

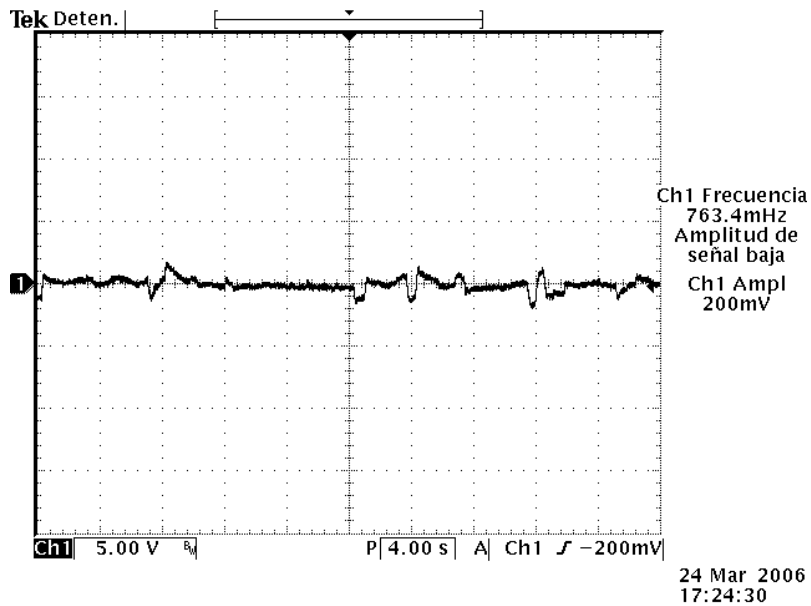


Figura 4.1.4 Registro del movimiento ocular amplificada 1000.

En el siguiente cuadro comparativo se muestran algunas de las ondas registradas por el equipo diseñado y algunos patrones registrados con anterioridad. Como puede observarse las formas de onda son muy similares entre si.

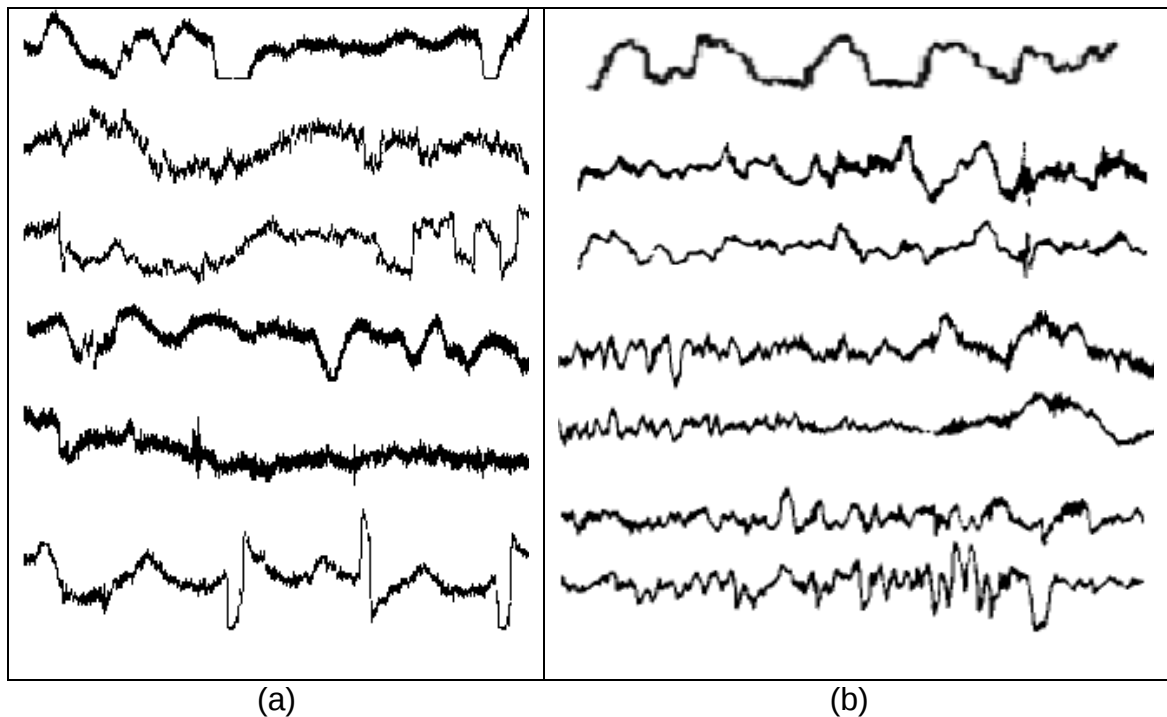


Figura 4.1.5 Cuadro comparativo. (a) Señales registradas con el EEG diseñado. (b) Algunos de patrones de registros EEG, tomadas de Alessandro Oldani, Marco Zucconi, *Sleep Disorders Center*, University of Milano.

Finalmente en las figuras 4.1.6 y 4.1.7 se observan las fotografías del sistema EEG y de la interconexión con el microcontrolador respectivamente, en donde se puede ver como están distribuidos los componentes.

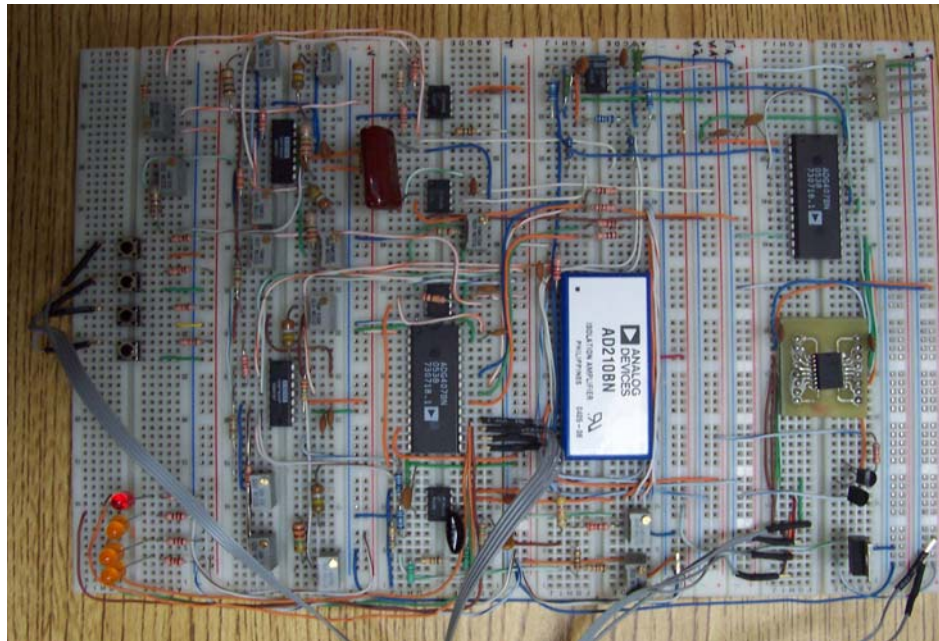


Figura 4.1.6 Fotografía de la tarjeta del EEG.

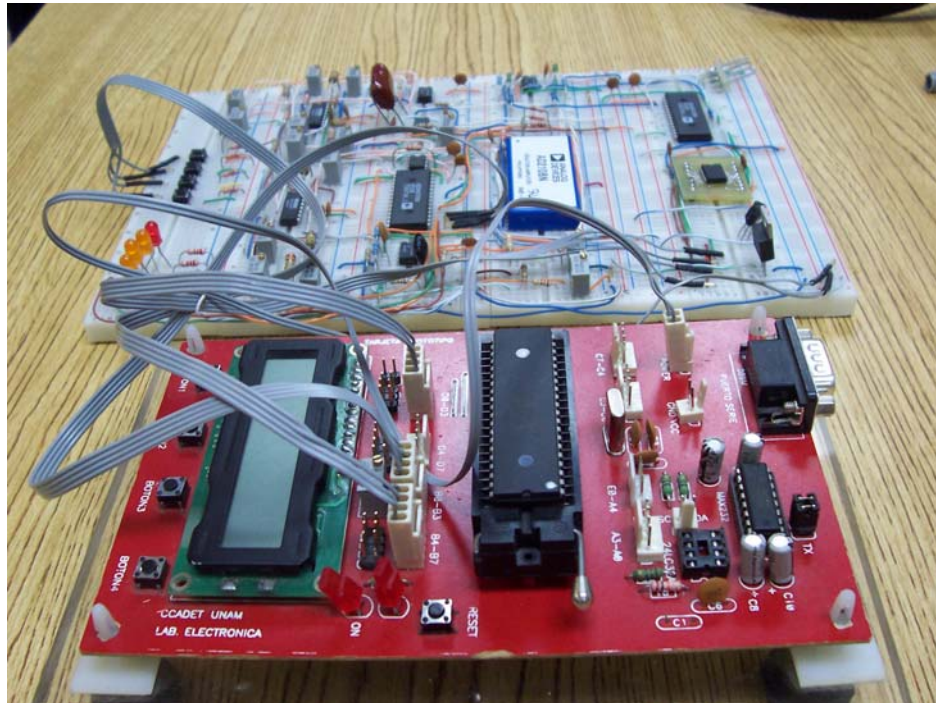


Figura 4.1.7 Fotografía de las tarjetas que forman al EEG.

Conclusiones

Se diseñó e implementó un equipo de adquisición de señales EEG, el cual en comparación con otros EEG presenta la característica de que puede multiplexar la señal con la ventaja de que posteriormente se pueda construir un EEG con un número mayor de canales, ya que solamente se tendría que cambiar el multiplexor por uno mayor o menor dependiendo de la cantidad de canales que se requiera tener. Otra ventaja del equipo es que también el control de ganancia es un multiplexor, lo cual nos permite llevar a cabo la misma tarea con la ganancia, ya que se le puede agregar o quitar distintos valores de ganancia.

El equipo gracias a lo anteriormente mencionado cumplió con la especificación de la ganancia, ya que se desarrolló una subrutina dentro del programa principal del microcontrolador para llevar a cabo la selección de la ganancia del dispositivo contando actualmente con cuatro ganancias de selección: 100, 1000, 10000 y 100000.

En cuanto al diseño de los filtros se concluye que funcionan de manera favorable a pesar de no contar con las condiciones apropiadas para tomar los registros, ya que estos se llevaron a cabo en un ambiente sumamente contaminado por el ruido ambiental y sumado a otros factores como: mala colocación de los electrodos, una habitación inapropiada para el paciente, entre otras, todo esto ocasiono inestabilidad en los registros. Sin embargo, las señales expuestas en las figuras anteriores están dentro del rango característico de la señal EEG, ya que se puede observar la similitud en ellas contra los patrones ya antes registrados.

El EEG se controló utilizando un microcontrolador PIC 16F877, el cual permitió que se controlaran los dispositivos de entrada en la adquisición de las señales y los niveles de ganancia, además, de evitar la necesidad de utilizar un convertidor A/D externo. Es importante mencionar que a pesar de no desplegar las señales directamente sobre una computadora, el equipo fue configurado para que

simplemente se conecte a la computadora y empiece la transmisión, siempre y cuando se cuente con una interfaz adecuada para el despliegado, la cual no se incluyó en este trabajo.

En cuanto a las mejoras que se le pueden hacer a este equipo para obtener un mejor rendimiento, serian primeramente, realizar un circuito impreso del diseño, que probablemente disminuiría considerablemente el ruido y mejoraría las condiciones del equipo.

Además de reducir el número de potenciómetros (trim-pot) que contienen elementos mecánicos por lo cual tienden a presentar desajustes y, por tanto, también vuelven inestable al sistema.

A continuación, se presenta una tabla con un resumen de las especificaciones del EEG diseñado:

Electroencefalógrafo	
Número de canales	8
Ancho de Banda	0.1- 85 Hz
Alta impedancia de entrada	$3.4^{16}\Omega$
RRMC	74.71 dB
Ganancia	100 - 100000
*Fuente de alimentación eléctrica 1	0 - 30 V/ 2 A
*Fuente de alimentación eléctrica 2	5 V/ 3 A

* La Fuente de alimentación eléctrica 1 se utiliza para alimentar a la sección analógica del EEG.

* La Fuente de alimentación eléctrica 2 se utiliza para alimentar a la sección digital del EEG.

Anexo

Sistema internacional 10-20

El sistema más utilizado para el posicionamiento de electrodos superficiales es el 10-20, y se realiza de la siguiente manera:

Se mide la distancia entre el nasion y el inion pasando por el vértex. 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) (figura 1).

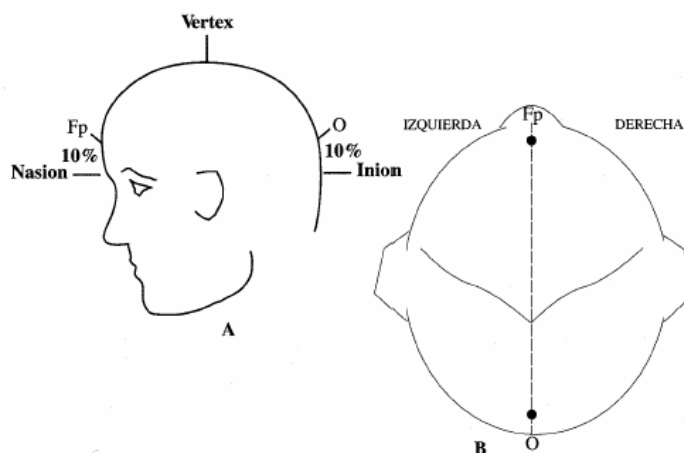


Figura 1. Vista de perfil. B. Vista superior. Fp, punto frontal polar; O, punto occipital.

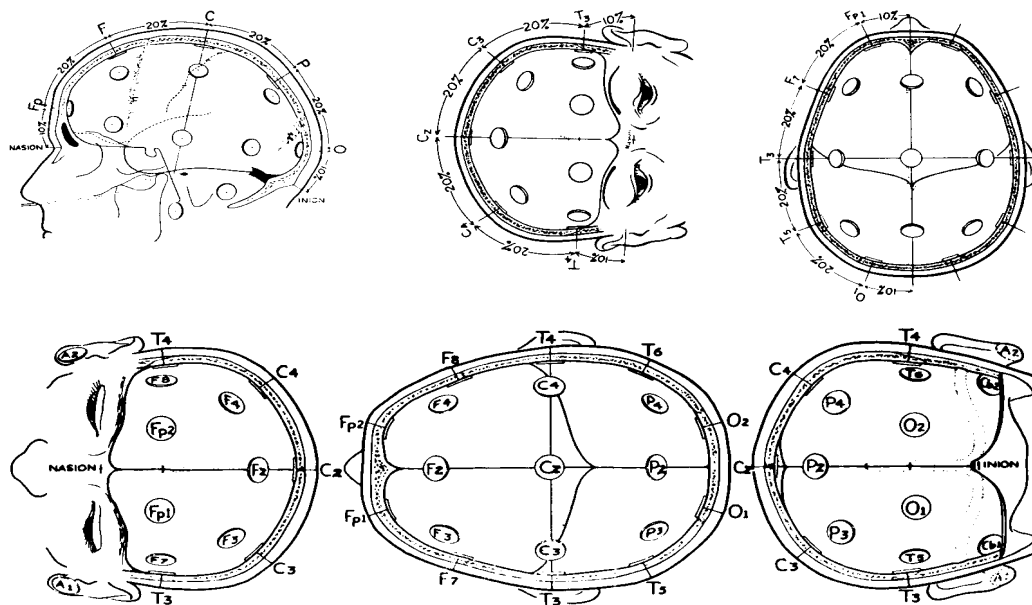
Entre los puntos FP y O se sitúan otros tres puntos espaciados a intervalos iguales (entre cada dos el 20% de la distancia nasion-inion). Estos tres puntos son, de delante hacia atrás, el Fz (Frontal) el Cz (Central o Vértex) y el Pz (Parietal). No deben confundirse Fz, Cz o Pz cuyos subíndices significan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

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

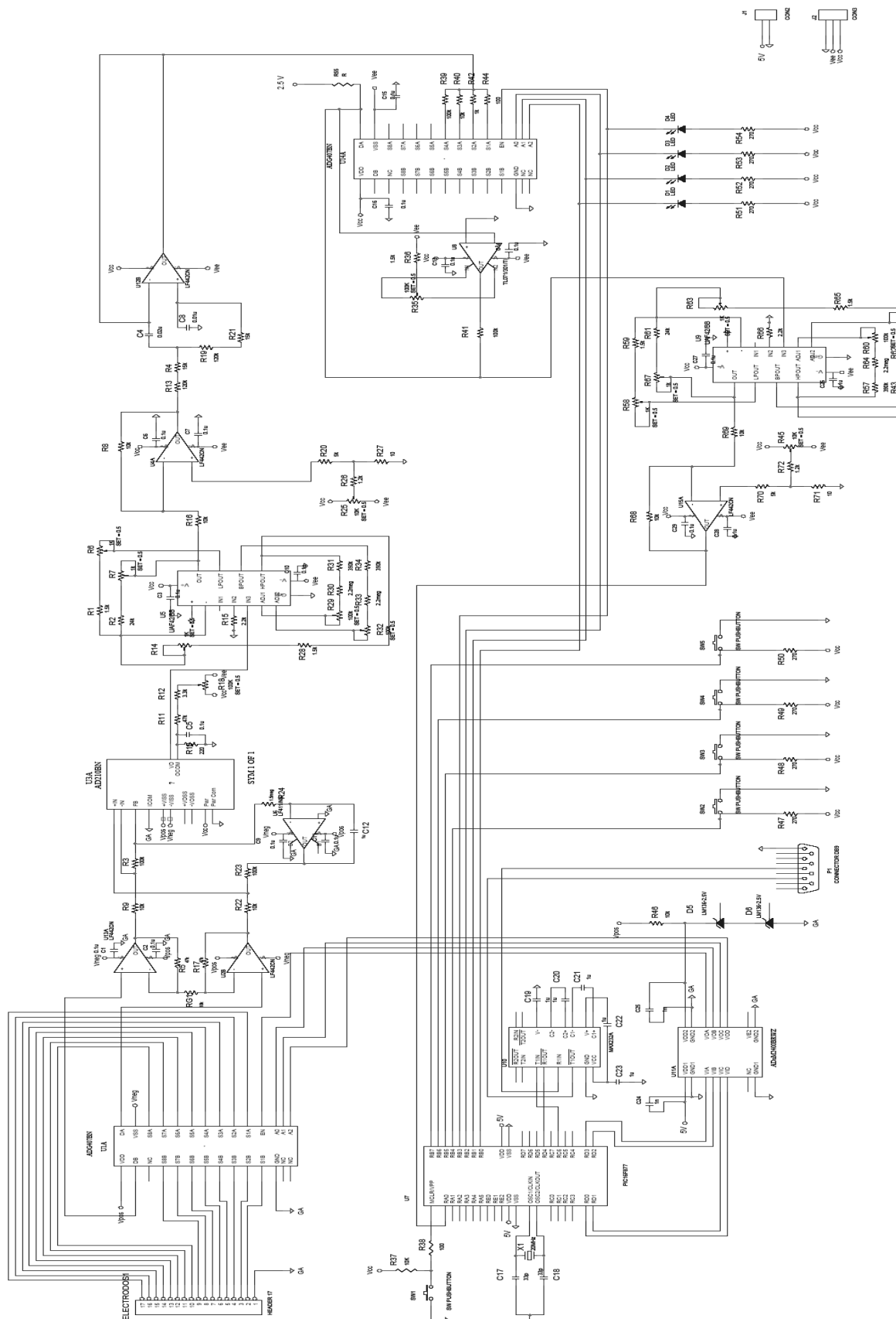
Los electrodos P3 y P4 (izquierda y derecha, respectivamente) equidistan entre el punto P medio y la línea de los electrodos temporales. Se mide la distancia entre el punto medio Fp y el punto medio O a través de T3. El 10% de esta distancia a través de Fp corresponde a los electrodos FP1 y FP2. El 10% de ésta 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 T3 (ó T4). El electrodo T5 (y el T6) se sitúa en la línea media entre T3 (ó T4) y O1 (ó O2). A un 10% de los temporales T3 y T4 se sitúan los electrodos auriculares A1 y A2 respectivamente.

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).



Sistema Internacional de distribución de electrodos para EEG10-20.

Diagrama esquemático



Bibliografía

Martínez, V. C., Rojas G. B., Técnicas de Electroencefalografía, Comunicaciones Científicas Mexicanas, 1998.

Northrop B. Robert., Noninvasive Instrumentation and Measurement in Medical Diagnosis, Boca Raton, Florida, 2003.

Aston, R., Principles of biomedical instrumentation and measurement, Macmillan Publishing, 1990.

John G. Webster., Medical Instrumentation: Application and Design. Boston, MA: Houghton Mifflin, 1992.

Shepherd, Gordon M., vers. Española por Jesús Palomeque Rico, José Planas Vilarnau y Silvia Dauder Torruella; Neurobiología, Barcelona, Labor, 1985.

S. Franco., Desing With Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits. New York: McGraw-Hill, 2002.

Charles Kitchin, Lew Counts., A Desinger's Guide to Instrumentation Amplifiers, second edition, Analog Devices 2004.

Z. Huertas, E. Mardones, P. Niño; "Diseño e Implementación de un Prototipo de Sistema de EEG Portátil PEP8"., Memorias del II Congreso de Ingeniería Biomédica, La Habana, Cuba 2001.

Miguel Ángel Amador Álvarez, Fabiola Arias Bonilla, Vicente Chávez Ramos, Alfredo Vertiz Torres, "Prototipo de Electroencefalógrafo portátil para PC de cuatro canales". Universidad de Guadalajara 1998.

Carlos Moreno., Diseño de un Sistema Portátil de Adquisición y Transmisión de Señales con un Ordenador. Universidad de Granada 1999.

Joseph D. Bronzino, The biomedical engineering handbook, Boca Raton, IEEE, 2000.

John G. Webster, The Measurement, Instrumentation and Sensors Handbook. CRC Press, 1999.

Rafael Barea Navarro., "Instrumentación Biomédica", Departamento de electrónica. Universidad de Alcalá.

Rafael Barea Navarro., "Electroencefalografía", Departamento de electrónica. Universidad de Alcalá.

Eric Viloria L., Diseño de un Electrocardiógrafo Clínico con Comunicación para Computadora Personal y Uso en Zona Rural, UNAM, México 2005.

E. Ramos Diaz, V. Ponomaryov, L. Badillo Malacara., “Diseño e Implementación de Amplificadores Multical y Sistema de Radio Telemetría en un Encefalógrafo Portátil”.

Francis Rodes, Olivier Chevalieras, Eliane Garnier., “AC coupling instrumentación amplifier improves rejection range of diferencial dc input voltaje”, ENSEIRB, Talence, France.

Ignacio Moreno Velasco, “Instrumentación Electrónica”, Universidad de Burgos. Área de Tecnología Electrónica.

GRASS Model 8 Instruction Manual, Tomo I y II, Copyright GRASS Instrument Company, 1972.

Leon W. Couch II., Sistemas de Comunicación Digitales y Analógicos, Prentice Hall, 1998.

Steve More, Desing with Analog Switches, Marcel Dekker, Inc. United States of America, 1991.

Nigel Gardner, PIC micro MCU C And Introduction to Programming the Microchip PIC in CCS C, Bluebird Electronics 2002.

Sitios de interés

<http://www.euskalnet.net/shizuka/rs232.htm>

<http://www.analog.com>

<http://www.ti.com>

<http://www.rochestermed.com/ElectrodesFrameSp.htm#DElect>

<http://www.neurologia/a002.htm>

<http://www.bioingenieros.com>

