



**CENTRO DE INVESTIGACIÓN Y DE ESTUDIOS AVANZADOS
DEL INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL**

UNIDAD ZACATENCO
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA
SECCIÓN DE BIOELECTRÓNICA

Desarrollo de un sistema para el registro y almacenamiento de
ECG basado en electrodos capacitivos

Tesis que presenta

Roberto Lárraga Pérez

para obtener el Grado de

Maestro en Ciencias

en la Especialidad de

Ingeniería Eléctrica

Director de la Tesis: Pablo Rogelio Hernández Rodríguez

Ciudad de México

Diciembre, 2016

Contenido

Capítulo 1	1
Introducción	1
1.1 Planteamiento del problema	1
1.2 Objetivo General	3
1.3 Objetivos específicos.....	3
1.4 Estructura de la tesis.....	3
Capítulo 2	5
Antecedentes y estado del arte.....	5
2.1 Señales Bioeléctricas.....	5
2.2 Potenciales de reposo y de acción	5
2.3 Los potenciales bioeléctricos	8
2.4 Representación gráfica de las señales bioeléctricas	9
2.5 Consideraciones Anatómicas del Corazón	9
2.6 Electrofisiología cardiaca	10
2.7 Características del electrocardiograma normal	11
2.8 Derivaciones electrocardiográficas	12
2.9 Electrodo de contacto y sin contacto	14
2.10 Electrodo capacitivos sin contacto.....	16
2.11 Comparación entre electrodos de contacto y sin contacto	18
2.12 Estado del Arte	18
Capítulo 3	21
Desarrollo.....	21
3.1 Solución Propuesta	21
3.2 Diseño y construcción del electrodo capacitivo	22
3.3 Electrodo de referencia.....	36
3.4 Ruido de Entrada.....	40
3.5 Análisis de ruido.....	42
3.6 Sistema para el registro de ECG	47
3.7 Alimentación del sistema	48
3.8 Digitalización de la señal (Conversión analógica digital).....	48
3.9 Almacenamiento de datos	50

3.10 Lectura de datos	56
3.11 Diseño sujetador.....	58
Capítulo 4	61
Pruebas y Resultados	61
4.1 Respuesta en frecuencia	61
4.2 Relación de rechazo al modo común (CMRR).	62
4.3 Pruebas de blindaje.....	63
4.4 Atenuación del electrodo y distorsión armónica total.....	68
Capítulo 5	73
Conclusiones y Perspectivas	73
Referencias	76

Índice de figuras

Fig. 1 Principales Iones de una célula y su membrana [5].	5
Fig. 2 Potencial de reposo de la célula [4].	6
Fig. 3 Potenciales de acción y reposo [6].	7
Fig. 4 Anatomía del corazón [7].	10
Fig. 5 Despolarización y repolarización en la onda ECG.	12
Fig. 6. Disposición convencional de los electrodos para registrar las derivaciones electrocardiográficas estándar (Izquierda), Conexiones del cuerpo con el electrocardiógrafo para registrar las derivaciones del tórax (Derecha) [6].	13
Fig. 7 Derivaciones unipolares ampliadas de las extremidades [4].	14
Fig. 8 Modelo equivalente de la interfaz Electrodo-Electrolito-Piel [8].	14
Fig. 9 Modelo eléctrico equivalente de la interfaz Electrodo-Electrolito-Piel.	15
Fig. 10 Modelo equivalente de la interfaz Electrodo capacitivo-piel [9].	16
Fig. 11 Modelo eléctrico equivalente de la interfaz Electrodo capacitivo-piel [10].	17
Fig. 12 Electrodo capacitivo reportado en [16].	19
Fig. 13 Comparación señales obtenidas con el electrodo construido en [16] y un electrodo Ag/AgCl comercial.	19
Fig. 14 Electrodo capacitivo construido y diseñado por ESIME IPN. [9], [10], [11].	20
Fig. 15 Esquema de la solución propuesta para el sistema de registro y almacenamiento para ECG basado en electrodos capacitivos.	21
Fig. 16 Filtro pasa altos Butterworth de tercer orden Sallen-Key.	25
Fig. 17 Filtro pasa bajos Butterworth de tercer orden Sallen-Key.	25
Fig. 18 Banda de paso de los filtros activos de tercer orden con $f_{c1}=0.05$ Hz y $f_{c2}=100$ Hz	26
Fig. 19 Esquema general de los electrodos capacitivos.	27
Fig. 20 Esquema general de los electrodos capacitivos. a) Diagrama del amplificador operacional. b) Circuito equivalente.	28
Fig. 21 Esquema de blindaje activo para eliminar capacitancias parásitas	29
Fig. 22 Esquema del potencial biológico a medir	30
Fig. 23 Respuesta en frecuencia simulada de la impedancia producida por C_s .	31
Fig. 24 Respuesta en frecuencia simulada de la impedancia biológica Z_b .	31

Fig. 25 Prototipo de electrodo diseñado. Izquierda, placa sensora, derecha circuito de acondicionamiento.....	35
Fig. 26 Prototipo de electrodo capacitivo comparado con una moneda de 20 Pesos MXN.....	35
Fig. 27 Diagrama eléctrico del amplificador y filtro del sistema de registro ECG.	37
Fig. 28 Diagrama eléctrico del circuito de la pierna derecha.	38
Fig. 29 Diagrama del PCB para el electrodo de referencia diseñado.	38
Fig. 30 Prototipo del electrodo de referencia.	39
Fig. 31 Prototipo del electrodo de referencia con el acople para electrodo de Ag/AgCl.	39
Fig. 32 Ruido en un amplificador operacional [29].....	43
Fig. 33 Ruido en un amplificador operacional [26].....	45
Fig. 34 Diagrama de flujo general para el sistema de registro de ECG.	47
Fig. 35 Diagrama de pines del dsPIC30f3014 [30].	49
Fig. 36 Tarjeta CATALEX interfaz entre el dsPIC y la micro SD.....	51
Fig. 37 Esquema de almacenamiento memoria micro SD.....	52
Fig. 38 Diagrama de flujo para la adquisición y el almacenamiento de la información en una memoria micro SD.	55
Fig. 39 Circuito PCB diseñado para la alimentación del sistema, adquisición de las señales y almacenamiento.	55
Fig. 40 Prototipo final del sistema de adquisición, alimentación y almacenamiento.....	56
Fig. 41 Pantalla de trabajo principal de WinHex.	57
Fig. 42 Señal ECG obtenida de [31].....	58
Fig. 43 Modelo ilustrando la posición de los electrodos en el sujetador. E1 corresponde al electrodo 1, E2 corresponde al electrodo 2 y ER corresponde al electrodo de referencia.	59
Fig. 44 Sujetador diseñado.	59
Fig. 45.....	60
Fig. 46 Diagrama de bode filtro pasa altas.	61
Fig. 47 Diagrama de bode filtro pasa bajos.	62
Fig. 48 Distorsión armónica total en el electrodo capacitivo para distintos materiales dieléctricos.....	69
Fig. 49 Atenuación de la señal utilizando distintos materiales dieléctricos.	69
Fig. 50 Sistema de registro prototipo final parte frontal.	70

Fig. 51 Sistema de registro prototipo final parte trasera.....	70
Fig. 52 Señal simulada de ECG [31] obtenida a través del arreglo de electrodos capacitivos..	71
Fig. 53 Registro ECG persona 1.....	72
Fig. 54 Registro ECG persona 2.....	72

Índice de tablas

Tabla 1 Valores de resistencia y capacitores utilizados en los filtros.	25
Tabla 2 Estimación del porcentaje de atenuación (Ecuación 12) cuando el capacitor de entrada $C_i=3$ pF.....	33
Tabla 3 Estimación del porcentaje de atenuación (Ecuación 12) cuando el capacitor de entrada $C_i=2$ pF.....	33
Tabla 4 Valores densidad de ruido de voltaje (e_n), densidad de ruido corriente (i_n) y frecuencia de corte (F_c) para los tres amplificadores utilizados [22], [23], [24].	44
Tabla 5 . Valores de impedancia capacitiva (Z_{cs}) para 4 frecuencias.....	46
Tabla 6 Calculo de CMRR.	63
Tabla 7 Valores calculados de factor de ruido y relación señal a ruido.	67
Tabla 8 Valores calculados de factor de ruido y relación señal a ruido.	68

A mis padres, por todo el apoyo incondicional que me brindaron.

A mi hermana, mi modelo a seguir, por inspirarme a cada día llegar más lejos y ser mejor.

A Luis Fernando Valdes y Samanta Alatorre por apoyarme siempre e impulsarme a aprender más todos los días y no tener miedo jamás.

Agradecimientos

A mi asesor, el Dr. Pablo Rogelio Hernández Rodríguez por todo el apoyo y orientación brindados durante mi formación en CINVESTAV.

Al Ing. Eladio Cardiel Pérez por su apoyo y orientación brindados durante mi formación en CINVESTAV.

A mis compañeros del laboratorio 4, por brindarme su ayuda y apoyo durante mi formación en CINVESTAV.

A mis compañeros de generación, por brindarme su amistad y apoyo durante mi formación en CINVESTAV.

Al personal administrativo y al personal del taller de la sección de Bioelectrónica de CINVESTAV.

Al Dr. Domingo Lara Rodríguez, a Fernando y Julio de la sección de proyectos de ingeniería por su apoyo en la construcción y manufactura de las placas de circuito impreso utilizadas en este proyecto.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACyT) por el apoyo económico brindado durante la realización de este proyecto de tesis.

Resumen

El monitoreo de parámetros vitales del personal militar activo es una necesidad esencial para vigilar el estado de salud o sobrevivencia de sus miembros en el desempeño de sus funciones: acciones militares, labores de entrenamiento o tareas de asistencia social. Comúnmente el registro del ECG se realiza en laboratorio, en reposo y eventualmente durante algún tipo de pruebas en movimiento. Este tipo de estudios no refleja realmente la condición de esfuerzo a la que se ve sometido el personal de la milicia en el desempeño de sus actividades.

El sistema de monitoreo solicitado por la Secretaría de la Defensa Nacional de México se enfoca al registro de la actividad eléctrica del corazón. Se requiere un sistema de monitoreo con almacenamiento de la información para posterior análisis de los datos.

En este proyecto se plantea el uso de electrodos capacitivos para el registro de ECG, debido a que los electrodos por acople capacitivo no requieren contacto directo con la piel, ni preparación previa y no provocan lesiones a la piel por exposición prolongada. Se reporta el diseño y la construcción de electrodos capacitivos, así como el análisis detallado de la etapa de acondicionamiento del electrodo incluyendo el ruido y capacitancia parásita.

Abstract.

Monitoring vital parameters of active military personnel is an essential tool to monitor the health or survival rate during the performance of their duties such as: Military actions, training tasks or social care duty. Commonly the ECG recording is performed in controlled environments such as laboratory or clinical areas, or even sometimes while doing some sports or other kind of activities that requires intense efforts. This kind of study does not really reflect the stress condition that the military personnel is normally submitted by during their daily activities.

The monitoring system requested by the SEDENA focuses primarily on the register of the electrical activity of the heart: A recording of the electrical activity of the heart and a monitoring system is required for storing information for a later analysis of the acquired data.

In this project it is proposed the use of capacitive electrodes for ECG recording, since the capacitive electrodes do not need a direct contact with the skin or previous preparation and they do not cause any injuries due to prolonged exposure. The design and construction of the electrodes is reported as well as detailed analysis of the conditioning stage of the electrode including noise analysis and parasitic capacitance.

Capítulo 1

Introducción

1.1 Planteamiento del problema

Las señales bioeléctricas son una fuente de información muy importante para monitorear el buen funcionamiento de los diversos sistemas que conforman el cuerpo humano. Este beneficio se ha aprovechado y está establecido como una herramienta fundamental de la atención médica para el diagnóstico, seguimiento de tratamientos y evaluaciones médicas que permitan determinar el grado de compromiso de salud del cuerpo humano bajo condiciones especiales de esfuerzo físico y mental.

En este sentido, ha resultado necesario el monitoreo de ciertos parámetros vitales del personal del sector militar que se encuentra desempeñando sus funciones y expuesto a condiciones extraordinarias de esfuerzo y estrés, ya sea por entrenamiento militar en campo o en combate, así como prestación de servicios sociales en casos de emergencia. Normalmente este tipo de monitoreo y exámenes físicos se suelen hacer bajo condiciones muy específicas, principalmente en reposo o en ambientes controlados; lamentablemente este tipo de monitoreo de parámetros vitales y exámenes físicos no reflejan el impacto del estrés al que realmente está siendo sometido el personal.

El registro de la actividad eléctrica del corazón (ECG) es un parámetro vital, ya que ayuda al personal médico especializado a detectar anomalías en el funcionamiento del corazón o cierto tipo de cardiopatías que puedan comprometer la vida. Por esta razón, en muchos casos el ECG es la herramienta utilizada con propósitos preventivos.

En el caso del electrocardiograma se suelen utilizar electrodos húmedos para la medición de estas bioseñales, los cuales han demostrado ser útiles para registros de buena calidad en condición de reposo, principalmente durante tiempos cortos. También existen electrodos secos, los cuales pueden ser utilizados para registros de larga duración en los que se requiere de una mayor seguridad en el contacto del electrodo-piel para obtener un registro de alta calidad; lamentablemente estos dos tipos de electrodos han generado lesiones en la piel en algunos casos [1].

En la actualidad existen diversos sistemas que tienen la capacidad de registrar la actividad eléctrica del corazón mientras una persona desempeña sus actividades diarias. Sin embargo, este tipo de sistemas solamente pueden ser utilizados como dispositivos de primer frente y no se puede obtener un diagnóstico confiable a partir de ellos. Existen sistemas de registro como el que se menciona en [2], el cual puede registrar y almacenar la actividad eléctrica del corazón por periodos prolongados en una tarjeta con microprocesador, pero como se mencionó en la sección anterior este tipo de dispositivos no ayudan a obtener un diagnóstico real y certero.

Las principales ventajas de los registros con electrodos capacitivos radican en que no se requiere ningún tipo de preparación previa al registro ni el uso de gel electrolítico, el cual se deteriora en tiempos cortos y puede provocar irritaciones por el uso prolongado. Adicionalmente, los sensores capacitivos pueden ser utilizados haciendo contacto directo o a través de ropa o alguna tela [3].

El uso de electrodos capacitivos puede ser de gran utilidad para reducir el tiempo en la detección de padecimientos cardiovasculares, ya que el tiempo para realizar la medición es fundamental para determinar el tratamiento a seguir. En este caso, el tiempo que se requiere en la preparación del registro es muy pequeño en comparación con el de electrodos utilizados comúnmente.

Habiendo planteado la necesidad de monitorear el ECG del personal militar en diferentes acciones y los beneficios que se obtienen con el uso de electrodos capacitivos, en este trabajo se presenta una propuesta de un sistema portátil de registro basado en este tipo de electrodos, complementado con un sistema de almacenamiento de datos en una memoria micro SD para su posterior análisis.

1.2 Objetivo General

Desarrollar un sistema portátil para el monitoreo y registro de larga duración de la señal electrocardiográfica mediante electrodos capacitivos.

1.3 Objetivos específicos

- Desarrollar electrodos de no-contacto tipo capacitivo para el registro de ECG.
- Desarrollar un sistema de registro de ECG correspondiente a la derivación básica II.
- Implementar un convertidor A/D.
- Desarrollar un sistema de almacenamiento de todos los registros realizados desde el inicio de la actividad.
- Desarrollar un sistema de alimentación por medio de una batería recargable.
- Realizar una etapa de acondicionamiento para posterior análisis y despliegue de la información.
- Sistema de sujeción del arreglo de electrodos para el registro.

1.4 Estructura de la tesis

La tesis está dividida en 5 capítulos y referencias. Una breve descripción de los capítulos se muestra a continuación:

- Capítulo I: Contiene una descripción del tema general del trabajo de investigación, así como los conceptos generales que se proponen.

- Capítulo II: Se presenta el marco teórico necesario para un mejor entendimiento del tema descrito, incluyendo el desarrollo y construcción de electrodos capacitivos en los últimos años, así como el diseño y construcción del sistema de registro y almacenamiento de la señal ECG.
- Capítulo III: Se presenta una solución, los métodos y materiales utilizados para el desarrollo del trabajo, se presenta detalladamente la metodología y análisis del sistema de registro y almacenamiento, así como de la etapa frontal del electrodo capacitivo diseñado. En cuanto al diseño y construcción del electrodo se presenta detalladamente la metodología y el análisis de la etapa frontal del electrodo.
- Capítulo IV: Se presentan pruebas y la caracterización de los electrodos capacitivos, se presentan los resultados obtenidos al desarrollar el sistema.
- Capítulo V: Se presentan las conclusiones finales de la tesis, así como propuestas para estudios e investigación futura sobre el desarrollo de electrodos capacitivos y sistemas de monitoreo.
- Referencias: Se presentan libros, artículos, publicaciones y tesis consultados para la base teórica y desarrollo de este trabajo de investigación.

Capítulo 2

Antecedentes y estado del arte

2.1 Señales Bioeléctricas

En el cuerpo humano existen diferentes tipos de sistemas, como el sistema cardiovascular, nervioso, respiratorio, etc. En cada sistema la información que se maneja dentro de ellos es a través de impulsos electroquímicos, conocidos como potenciales de acción.

Las señales bioeléctricas son potenciales iónicos producidos como resultado de la actividad electroquímica de las células. Estos potenciales están bien definidos y se les conoce como potenciales de reposo y de acción.

2.2 Potenciales de reposo y de acción

Algunas células del organismo, como lo son las musculares y las nerviosas, se encuentran encerradas en una membrana semipermeable que permite que ciertas sustancias pasen a través de ella mientras otras permanecen fuera. Estas células están constituidas por líquidos orgánicos los cuales son soluciones conductoras que contienen iones. Los principales iones son Sodio (Na^+), Potasio (K^+) y Cloro (Cl^-), los cuales se representan en la figura 1.1.

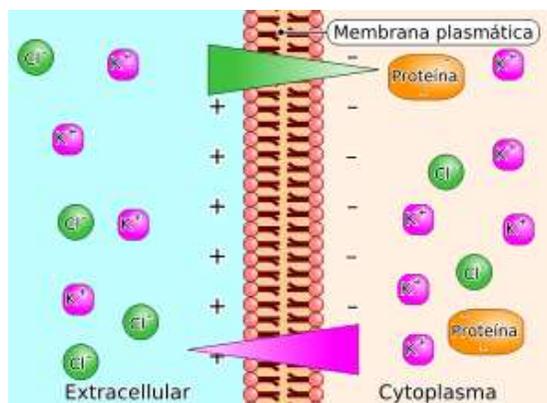


Fig. 1 Principales Iones de una célula y su membrana [5].

La membrana de la célula permite fácilmente la entrada de iones Potasio y Cloro y bloquea eficazmente la entrada de iones Sodio que intentan formar un equilibrio entre el interior y el exterior de la célula.

El hecho de que los iones de Sodio no puedan atravesar la membrana semipermeable genera dos condiciones:

1. La concentración de iones Sodio en el exterior de la célula es mucho mayor a la concentración del interior de la célula.
2. El exterior de la célula se encuentra más positivamente cargado con respecto al interior de la célula gracias a los iones Sodio.

La medida del potencial de una célula se realiza desde el interior de la célula con respecto a los líquidos orgánicos, por tanto, el potencial de reposo de una célula viene dado como un valor negativo, como se ejemplifica en la figura 2. Los potenciales de reposo en distintas células oscilan entre -60 mV y -100 mV [4].

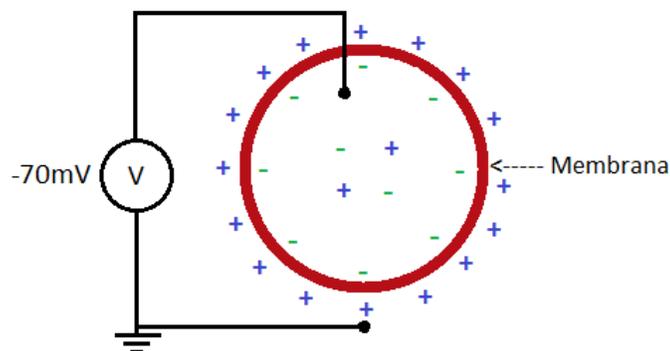


Fig. 2 Potencial de reposo de la célula [4].

Cuando se excita una parte de la membrana celular mediante el flujo de corriente iónica o mediante algún tipo de energía que es aplicada externamente, la membrana cambia sus características. De tal forma que la barrera de la membrana al paso de los iones Sodio se reduce, provocando una avalancha de iones Sodio hacia el interior para intentar lograr el equilibrio

eléctrico. Al mismo tiempo los iones Potasio intentarán salir, pero estos son mucho más lentos. Como resultado se tendrá un potencial ligeramente positivo en el interior respecto al exterior. Este potencial se conoce como potencial de acción y es de aproximadamente +20 mV. En este estado se dice que la célula esta despolarizada, y el cambio desde el estado de reposo al potencial de acción se le denomina despolarización [4].

Una vez que desaparecen las corrientes iónicas que reducían la permeabilidad de la membrana al paso de iones Sodio, regresa a la normalidad de permeabilidad selectiva, bloqueando de nuevo el paso de los iones de Sodio. Sin embargo, si el único efecto fuera este, tomaría mucho tiempo en crearse un nuevo potencial de reposo. Pero mediante un proceso activo denominado bomba de sodio, los iones Sodio son transportados rápidamente al exterior de la célula, y esta queda polarizada de nuevo adquiriendo su potencial de reposo. Este proceso se denomina repolarización. Los potenciales de acción y reposo, así como los procesos de despolarización y repolarización se ilustran en la figura 3.

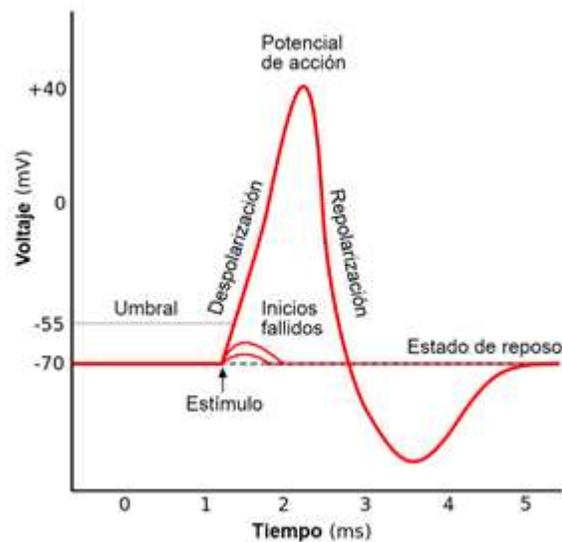


Fig. 3 Potenciales de acción y reposo [6].

Los tiempos de despolarización y repolarización dependen del tipo de célula. Por ejemplo, si se trata de células nerviosas y musculares, la repolarización se produce de forma tan rápida que se

puede identificar como un impulso de una duración de aproximadamente un 1 ms. En cambio, la repolarización del músculo cardíaco toma entre 150 ms y 300 ms.

Sin importar la intensidad o el método por el cual la célula es estimulada, esta tendrá siempre el mismo potencial de acción, a esto se le conoce como la ley de todo o nada. La amplitud o altura neta del potencial de acción se define como la diferencia que existe entre el potencial de reposo y el potencial de acción.

Seguido de la generación de un potencial de acción existe un breve periodo durante el cual la célula no puede responder a ningún estímulo, a este periodo se le conoce como periodo refractario absoluto. Seguido del periodo absoluto el cual tiene una duración aproximada de 1 ms viene el periodo refractario relativo en donde otro potencial de acción puede ser activado, pero es necesario un estímulo de mayor intensidad para lograrlo. Cuando una célula es excitada y genera un potencial de acción corrientes iónicas empiezan a fluir. Este proceso provoca que células vecinas o áreas adyacentes de la misma célula sean excitadas.

2.3 Los potenciales bioeléctricos

Para medir los potenciales bioeléctricos, es necesario utilizar un transductor capaz de convertir los potenciales iónicos y corrientes iónicas en los potenciales y corrientes eléctricas requeridos. Este tipo de transductores consisten de dos electrodos los cuales miden la diferencia de potenciales iónicos que existen entre sus respectivos puntos de aplicación.

A pesar de que la medición de potenciales de acción de forma individual se puede hacer en ciertos tipos de células, se requiere de un posicionamiento preciso del electrodo dentro de la célula. La forma más común de medir biopotenciales es medir el efecto combinado de un gran número de potenciales acción conforme van apareciendo en la superficie de la piel o utilizando electrodos insertados dentro de los músculos, nervios o partes del cerebro.

2.4 Representación gráfica de las señales bioeléctricas

2.4.1 El electrocardiograma (ECG, EKG)

Los biopotenciales que son generados por los músculos del corazón resultan en un electrocardiograma, abreviado comúnmente como ECG o EKG. El electrocardiograma es un registro temporal de la actividad eléctrica que se genera en el corazón, que permite así medir ritmo cardíaco o detectar irregularidades en el funcionamiento del corazón. El electrocardiograma cuenta con potenciales eléctricos que van desde 0.1 mV a 4mV de amplitud pico a pico y componentes en frecuencia desde C.D. (0.05 Hz) hasta 100 Hz

2.5 Consideraciones Anatómicas del Corazón

El corazón es una estructura cónica con la base dirigida hacia arriba, al lado derecho y hacia atrás, la punta está en contacto con la pared del tórax en el quinto espacio intercostal. Tiene una longitud aproximada de 12 cm y 9 cm de ancho, con un grosor máximo de 9 cm, su masa promedio es de 250 g y 300 g en hombres y mujeres adultos [5].

Como se ilustra en la figura 4, el corazón está dividido en cuatro cámaras, dos superiores: la aurícula derecha y la izquierda, que están sincronizadas para trabajar juntas, y dos inferiores: los ventrículos derecho e izquierdo, que de igual forma están sincronizados. La aurícula derecha recibe la sangre proveniente de las venas del cuerpo y la bombea al ventrículo derecho, éste a su vez bombea la sangre a los pulmones, donde es oxigenada. La sangre enriquecida con oxígeno entra a la aurícula izquierda, desde donde es bombeada al ventrículo izquierdo, el cual bombea la sangre a las arterias para ser distribuida al cuerpo [5].

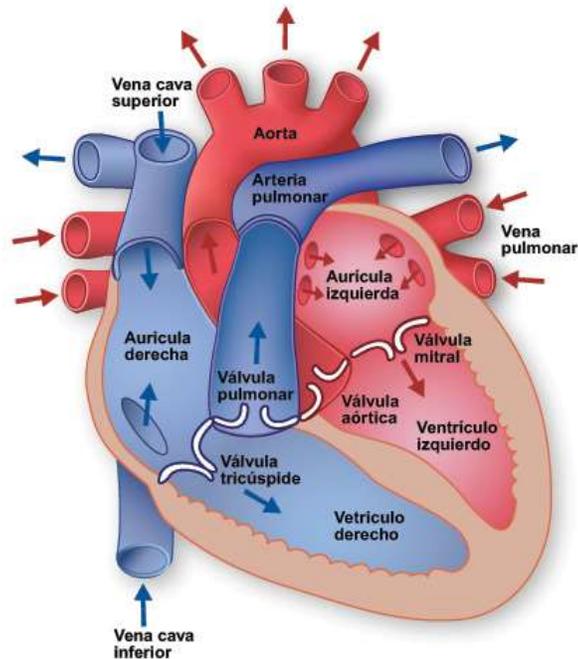


Fig. 4 Anatomía del corazón [7].

Las partes del corazón normalmente laten en una secuencia ordenada: después de la contracción de las aurículas (sístole auricular) sigue la contracción de los ventrículos (sístole ventricular), y durante la diástole las cuatro cámaras se relajan. El latido cardiaco se origina en un sistema de conducción cardiaca especializado y se propaga a través de este sistema a todas las partes del miocardio.

2.6 Electrofisiología cardiaca

El sistema de conducción eléctrico del corazón está constituido por el nodo sinoauricular (nodo SA), el nodo aurículoventricular (nodo AV), el sistema Purkinje, el haz de His y sus ramas. El nodo SA está contenido dentro de la aurícula derecha, este tipo de células auto excitables tienen la función de iniciar el ritmo cardiaco y mantenerlo [4].

Las diversas partes del sistema de conducción son capaces de producir descargas simultáneas, sin embargo, el nodo sinoauricular descarga con mayor frecuencia y la despolarización se dispersa a partir de éste a otros sitios antes de que se presenten descargas espontáneas en ellos. Por ello el nodo SA es considerado el marcapasos natural ya que su frecuencia de descarga establece la frecuencia de los latidos de corazón.

Los impulsos generados en el nodo SA pasan por las vías auriculares al nodo AV y a través de éste al haz de His y por las ramas del mismo, continuando por el sistema de Purkinje, hasta el músculo ventricular. La despolarización iniciada en el nodo SA se propaga en sentido radial por las aurículas, luego converge en el nodo AV, la despolarización auricular se completa en 0.1 s antes de que la excitación se propague a los ventrículos.

Desde la parte superior del tabique, la onda de despolarización se propaga por las fibras de Purkinje de conducción rápida hasta todas las porciones de los ventrículos en 0.08 s a 0.1 s. La despolarización del músculo ventricular comienza en el lado izquierdo del tabique interventricular y se dirige primero a la parte derecha a través de la parte media del tabique; la ola de despolarización se extiende luego por el tabique hasta la punta del corazón, regresa a lo largo de las paredes ventriculares [6].

2.7 Características del electrocardiograma normal

El electrocardiograma normal está formado por una onda P, un complejo QRS y una onda T. El complejo QRS está formado por tres ondas separadas: la onda Q la R y la S. La onda P está producida por los potenciales eléctricos que se generan cuando se despolarizan las aurículas antes del comienzo de la contracción auricular. El complejo QRS está formado por los potenciales que se generan cuando se despolarizan los ventrículos antes de su contracción, es decir, a medida que la onda de despolarización se propaga por los ventrículos. De esta manera,

la onda P como los componentes del complejo QRS son las ondas de despolarización de las células del músculo cardíaco.

La onda T está producida por los potenciales que se generan cuando los ventrículos se repolarizan. Este proceso normalmente aparece en el músculo ventricular entre 0.25 s y 0.35 s después de la despolarización y la onda T se conoce como onda de repolarización, así el electrocardiograma está formado por ondas tanto de despolarización como de repolarización. En la figura 5 se ilustra el electrocardiograma normal con todas sus ondas acotadas y se muestran las etapas de despolarización y repolarización.

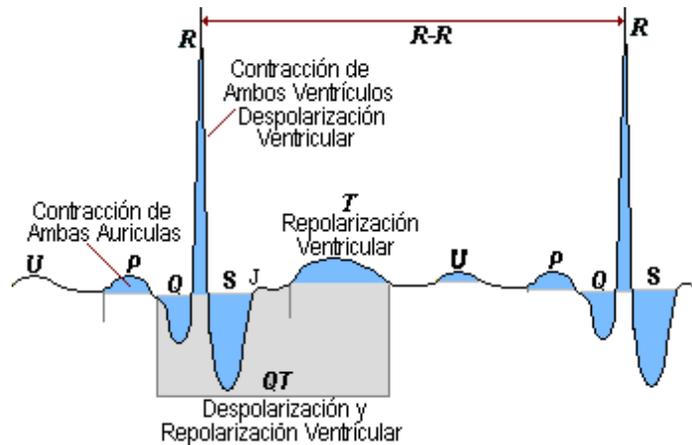


Fig. 5 Despolarización y repolarización en la onda ECG.

2.8 Derivaciones electrocardiográficas

Para la obtención correcta de un electrocardiograma de 12 derivaciones existen 9 puntos específicos donde los electrodos deben de ser colocados. En la figura 6 se ilustran los 9 puntos en donde se colocan los electrodos para la medición de las derivaciones básicas, aumentadas (I, II, III, aVR, aVL y aVF) y las derivaciones del tórax (V1, V2, V3, V4, V5, V6) [5].

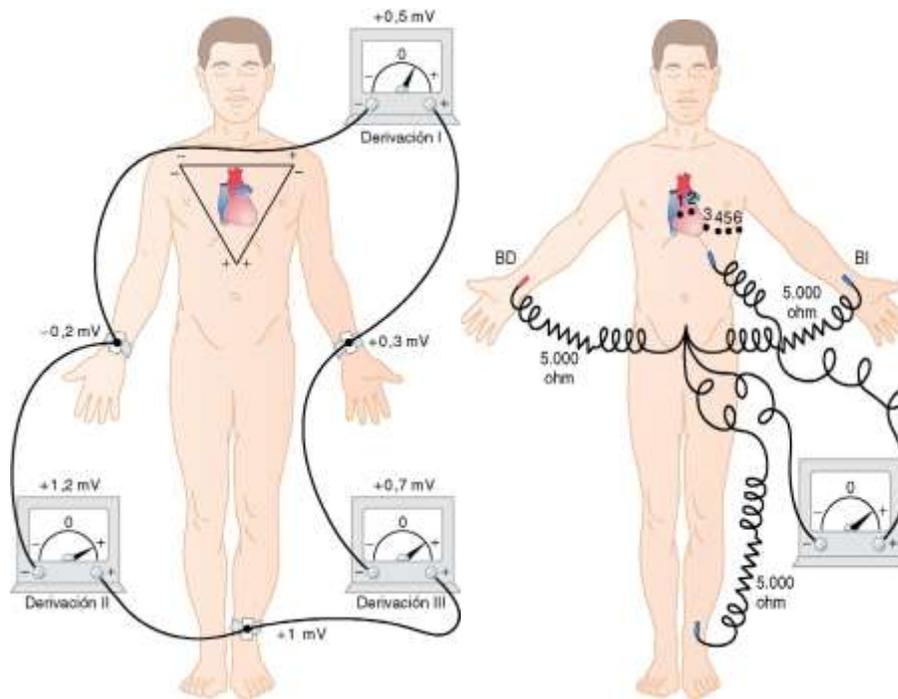


Fig. 6. Disposición convencional de los electrodos para registrar las derivaciones electrocardiográficas estándar (Izquierda), Conexiones del cuerpo con el electrocardiógrafo para registrar las derivaciones del tórax (Derecha) [6].

Otro sistema de derivaciones que se utiliza son las derivaciones ampliadas de las extremidades, este tipo de registro cuenta con 3 derivaciones como se ilustra en la figura 7:

- aVR: Terminal positiva en el brazo derecho y la terminal negativa es el promedio de la señal del brazo izquierdo y la pierna izquierda.
- aVL: Terminal positiva en el brazo izquierdo y la terminal negativa es el promedio de la señal del brazo derecho y la pierna izquierda.
- aVF: Terminal positiva en la pierna izquierda y la terminal negativa es el promedio de la señal del brazo izquierdo y el brazo derecho.

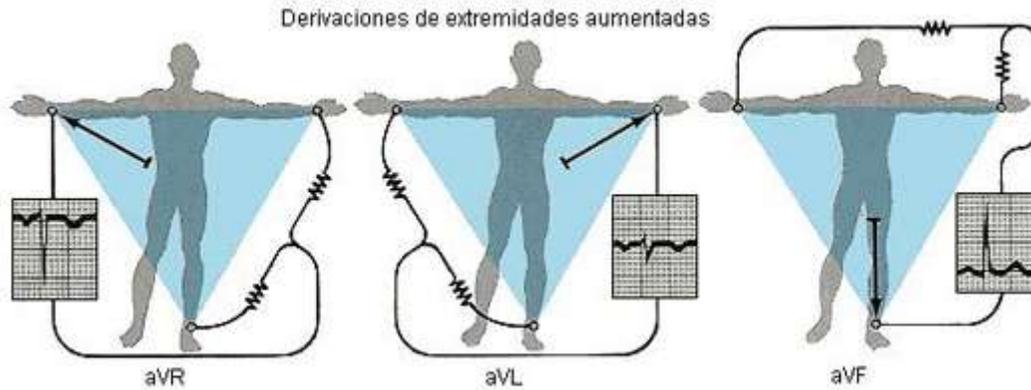


Fig. 7 Derivaciones unipolares ampliadas de las extremidades [4].

2.9 Electrodo de contacto y sin contacto

Para la medición de señales bioeléctricas comúnmente se utilizan electrodos de contacto. El más convencional es el electrodo pre-gelado o húmedo de plata-cloruro de plata (Ag/AgCl), el cual se basa en la conducción de cargas eléctricas mediante la ayuda de un gel electrolítico que ayuda a reducir la impedancia eléctrica que se forma al contacto con la piel. En la figura 8 se muestra la interfaz generada entre el electrodo y la piel, así como su circuito eléctrico equivalente [4].

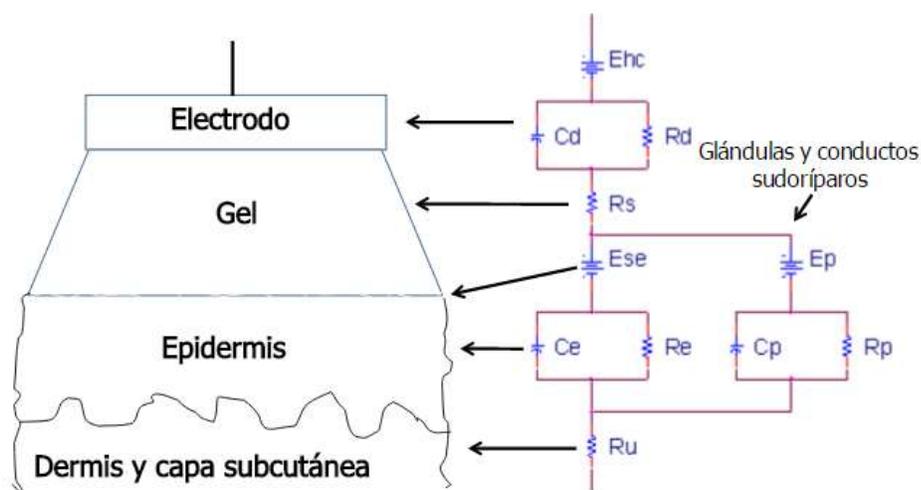


Fig. 8 Modelo equivalente de la interfaz Electrodo-Electrolito-Piel [8].

En la figura 9 se muestra el modelo eléctrico completo de la interfaz electrodo piel, así como su modelo simplificado, donde V_b corresponde a la señal de voltaje en la superficie de la piel y Z_e representa la impedancia de entrada del amplificador operacional. En la interfaz metal-electrolito algunos átomos del metal se disuelven en la solución. Esta ligera disolución está acompañada por la pérdida de electrones dejando al metal con una distribución de carga positiva y al electrolito con carga negativa. Esta distribución de carga es similar a la de un capacitor, por lo que se representa como C_b , R_b representa una resistencia de fuga.

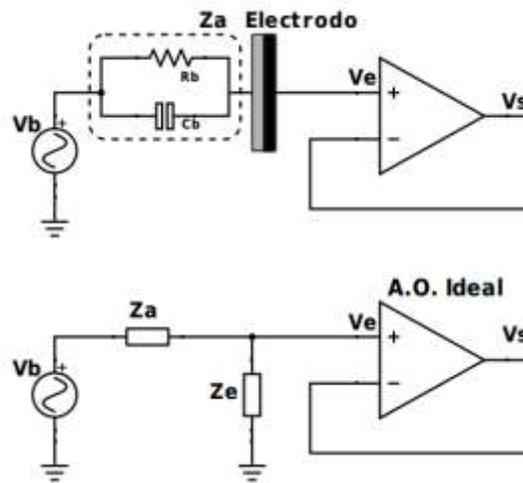


Fig. 9 Modelo eléctrico equivalente de la interfaz Electrodo-Electrolito-Piel.

La parte principal en la adquisición de señales bioeléctricas es el acoplamiento entre la piel y el electrodo, es por eso que el uso de gel electrolítico es esencial el cual beneficia el flujo de cargas eléctricas de la piel hacia el electrodo. Posteriormente un circuito eléctrico realiza un acoplamiento de alta a baja impedancia para evitar errores por efecto de carga. Como se muestra en la Figura 9, el circuito equivalente corresponde a un divisor de voltaje en donde para tener la máxima transferencia de voltaje a la salida del amplificador la impedancia de entrada de éste tiene que ser lo suficientemente grande para poder despreciar la impedancia de la interfaz piel-electrodo y así se pueda obtener $V_b \approx V_e$ (Ecuación 1). En la actualidad los amplificadores operacionales que se consiguen comercialmente cumplen con este requerimiento de alta impedancia de entrada.

$$V_e = V_b * \frac{Z_e}{Z_e + Z_a} \quad (1)$$

2.10 Electrodo capacitivo sin contacto

El electrodo capacitivo basa su funcionamiento en el fenómeno de inducción de carga sobre una placa metálica, usualmente de cobre, el cual es producido por la carga eléctrica de las señales bioeléctricas que se encuentran sobre la superficie de la piel. La interacción entre las cargas de la placa metálica y las cargas en la superficie de la piel generan un campo eléctrico tal como se ilustra en la figura 10 [9].

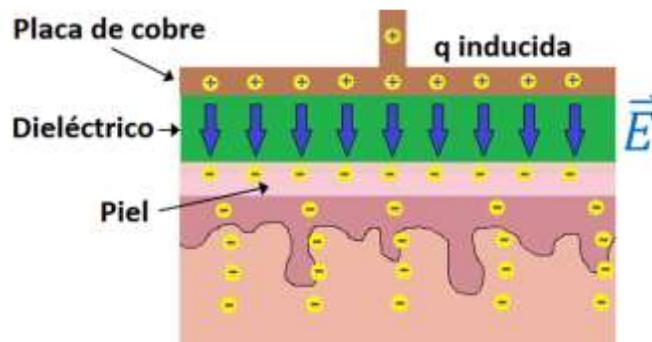


Fig. 10 Modelo equivalente de la interfaz Electrodo capacitivo-piel [9].

En la figura 11 se muestra el modelo eléctrico de la interfaz electrodo capacitivo-piel y el circuito de acoplamiento, donde V_b corresponde a la señal de voltaje en la superficie de la piel, C_a es la capacitancia formada por la placa de cobre y la superficie de la piel con el dieléctrico que se encuentre de por medio y Z_e es la impedancia de entrada del amplificador operacional. El valor del capacitor piel-electrodo que se forma (C_a) tiende a presentar valores entre 10 pF y 10 0pF como menciona [12]. Al igual que con los electrodos convencionales de contacto se utiliza un amplificador operacional en configuración seguidor de voltaje para realizar el acoplamiento de impedancias y evitar errores por efectos de carga y transferencia de energía. El circuito equivalente se expresa nuevamente como un divisor de tensión, con la diferencia de que la impedancia Z_a tiende a tener valores en el orden de los TΩ para valores de frecuencias bajas,

donde se encuentra el mayor contenido espectral de las señales bioeléctricas. En este caso del ECG, la impedancia Z_e está compuesta por un capacitor y una resistencia en paralelo cuyos valores son proporcionados por el fabricante. En (2) se muestra la ecuación del circuito equivalente.

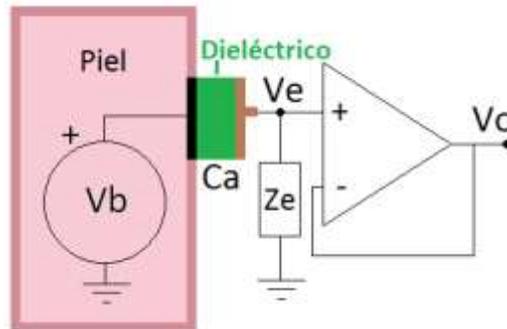


Fig. 11 Modelo eléctrico equivalente de la interfaz Electrodo capacitivo-piel [10].

$$V_e = V_b * \frac{Z_e}{Z_e + Z_a} \quad (2)$$

Donde:

$$Z_a = \frac{1}{j\omega C_a}$$

Debido al valor tan pequeño del capacitor que se forma se necesita un amplificador operacional con una impedancia de $T\Omega$ para poder tener la mayor caída de voltaje a la entrada del amplificador y no tener errores por efecto de carga. Actualmente existen amplificadores operacionales con ultra alta impedancia de entrada de forma comercial, pero este tipo de amplificadores suelen ser difíciles de polarizar ya que la corriente de polarización que suelen requerir está en el orden de fA (10^{-15}).

2.11 Comparación entre electrodos de contacto y sin contacto

Para un desempeño adecuado con los electrodos convencionales pre-gelados se depende fundamentalmente del uso del gel electrolítico, así como limpieza y preparación de la piel y en algunos casos afeitar la zona de contacto, este proceso de preparación suele ser tardado y meticuloso además de que como reporta [1] el contacto prolongado entre el electrodo y la piel puede ocasionar lesiones. Para un sistema de monitoreo continuo durante periodos prolongados, los puntos anteriores representan grandes desventajas.

El uso de electrodos capacitivos o no invasivos resuelven esta problemática ya que no requieren preparación previa de la zona de medición y al no usar gel electrolítico entre el electrodo y la piel no generan irritaciones o lesiones de ningún tipo, en algunos casos se han logrado hacer mediciones sobre distintas telas como se reporta en [12]. Sin embargo, los electrodos capacitivos tienden a ser muy sensibles al ruido y a los artefactos de movimiento del paciente, así como una mayor complejidad en la elaboración y diseño del electrodo. Actualmente los electrodos capacitivos no se encuentran de forma comercial ya que tienen que ser diseñados y construidos según el requerimiento y las características de la investigación o de su uso.

2.12 Estado del Arte

En la actualidad existen trabajos y publicaciones en las cuales se reporta el diseño y construcción de electrodos capacitivos no invasivos para la medición de señales electrocardiográficas (ECG) directamente sobre la piel o a través de distintos materiales o prendas.

Se han publicado artículos que reportan la construcción de electrodos capacitivos utilizando una gran diversidad de métodos complejos para aumentar la eficiencia de los mismos [14]. Sin embargo, en [16] se reporta un electrodo capacitivo con un modelo eléctrico sencillo y con resultados de buena calidad. En la figura 12 se muestra el electrodo construido y reportado por [16] mostrando la simpleza del diseño electrónico utilizada y en la figura 13 se muestra una comparación de la señal de ECG obtenida con el electrodo construido por [16] y un electrodo húmedo Ag/AgCl comercial.



Fig. 12 Electrodo capacitivo reportado en [16].

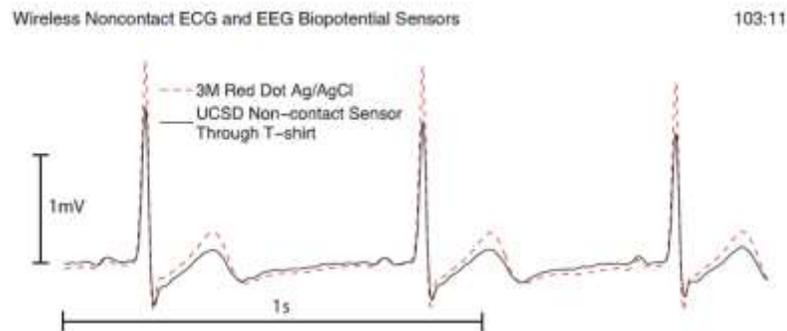


Fig. 13 Comparación señales obtenidas con el electrodo construido en [16] y un electrodo Ag/AgCl comercial.

El desarrollo e investigación de electrodos capacitivos no invasivos es una investigación reciente en la actualidad existen pocos trabajos relacionados a la construcción y desarrollo de este tipo de electrodos. Típicamente el esquema de construcción de los electrodos capacitivos incluye dos placas paralelas como se reportan en [9], [10] y [11], donde la placa inferior actúa

como placa sensora y la placa superior contiene los componentes electrónicos necesarios para hacer un correcto acople y filtrado de la señal como se muestra en la figura 14.

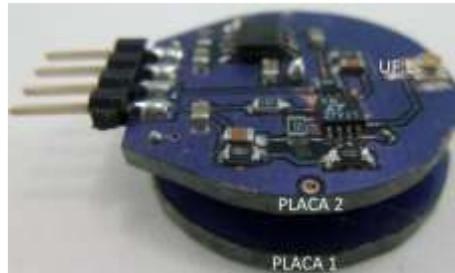


Fig. 14 Electrodo capacitivo construido y diseñado por ESIME IPN. [9], [10], [11].

Capítulo 3

Desarrollo

3.1 Solución Propuesta

En este trabajo de tesis se propone el desarrollo y construcción de un sistema de registro de larga duración y portátil de señales eléctricas del corazón mediante electrodos capacitivos, el electrodo desarrollado es un electrodo activo el cual fue construido sobre un circuito impreso (PCB) siguiendo el planteamiento de investigaciones anteriores. El sistema de almacenamiento propuesto será a través de una memoria micro SD para posterior análisis del registro en una computadora personal.

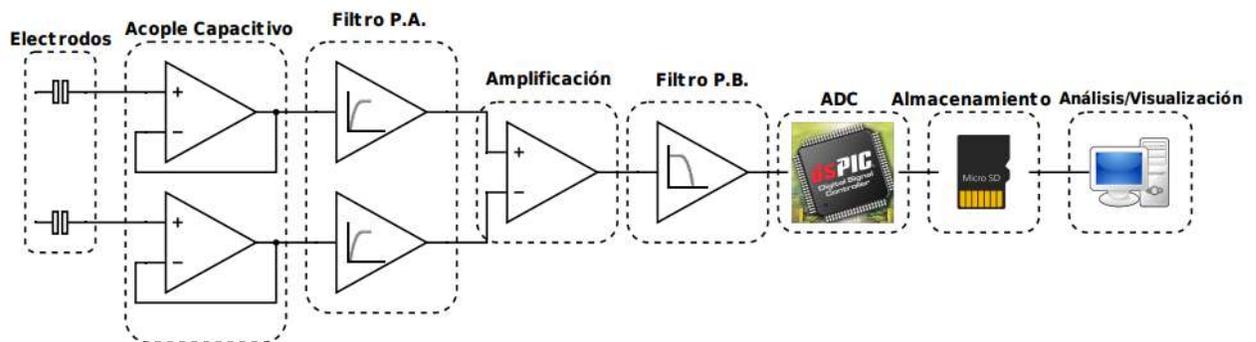


Fig. 15 Esquema de la solución propuesta para el sistema de registro y almacenamiento para ECG basado en electrodos capacitivos.

En la figura 15 se muestra el esquema para el sistema propuesto anteriormente, cuenta con 8 etapas principales incluyendo circuitos de acoplamiento y acondicionamiento de la señal, digitalización, almacenamiento y visualización de la información.

3.2 Diseño y construcción del electrodo capacitivo

3.2.1 Acoplamiento capacitivo

La parte más importante al diseñar un electrodo capacitivo es el acoplamiento de alta impedancia a baja impedancia que se hace con ayuda del amplificador operacional en configuración seguidor de voltaje como se explica y ejemplifica en el Capítulo 2 por medio de la ecuación (2).

La placa sensora del electrodo a diseñar constará de una placa de cobre recubierta por máscara dieléctrica antisoldante la cual se modelará como un capacitor que se denominará C_a , con valores que se encuentran en el orden de los 10 pF a 100 pF [12] dependiendo del tamaño del electrodo. Por consiguiente, se tendrán valores de impedancias del orden de los G Ω para frecuencias menores a los 30 Hz donde se encuentra el mayor contenido espectral para las señales de ECG [12]. Para garantizar un adecuado acoplamiento de impedancia se utiliza un amplificador en configuración seguidor de voltaje, la impedancia de este amplificador operacional debe de ser mucho mayor a la impedancia formada por el capacitor C_a para evitar pérdida de la señal por efecto de carga. Los amplificadores de última generación tal como el LMP7704, tienen impedancias de entrada del orden de $10^{15} \Omega$ (Z_{in}).

Para el caso del capacitor C_a modelado a partir de la placa sensora con un valor de 10 pF [12] a una frecuencia de 1 Hz, se tendrá una impedancia:

$$Z_{Ca} = \frac{1}{2\pi * 1Hz * 10pF} = 15.9 \text{ G}\Omega \quad (3)$$

Por lo que:

$$Z_{in} \gg Z_{Ca} \quad (4)$$

La impedancia denominada Z_{in} correspondiente a la entrada del amplificador es hasta un millón de veces más grande que la impedancia propia del sensor lo cual prácticamente elimina el efecto de carga como se ejemplifica en (5).

Para una señal de entrada de 1m Vp-p la señal en la entrada del amplificador operacional será:

$$V_{inOPAMP} = \left(\frac{1mV * 10^{15}}{10^{15} + 10^9} \right) = .999999 mV \quad (5)$$

Por lo tanto, la atenuación que se presenta por el efecto de carga cuando se tiene una señal de 1m Vp-p de entrada corresponde solamente a:

$$1 mV - V_{inOPAMP} = 1 nV \quad (6)$$

Desde luego estas condiciones pueden variar dependiendo de la impedancia capacitiva del sensor en relación a la frecuencia de trabajo.

Por otra parte, al tener una ultra alta impedancia de entrada estos amplificadores operacionales necesitan una corriente en el orden de $10^{-12}A$ para poder ser polarizados, lo cual necesitaría de una resistencia de polarización del orden de $10^{12}\Omega$ para poder obtener estas corrientes tan pequeñas. Valores de resistencias tan altos pueden ser obtenidos por una combinación de técnicas de retroalimentación positiva como se menciona en [14], pero su ruido puede llegar a ser mayor que el producido por una sola resistencia. Prácticamente cualquier circuito que se conecte para polarizar la entrada del amplificador disminuirá la impedancia y agregará un componente de ruido a la entrada del amplificador. Diversos autores han desarrollado circuitos de polarización que logran mantener muy alta la impedancia de entrada y minimizan su contribución al ruido [15] y [16], por medio de experimentación se encontró que se puede lograr la polarización de las entradas del amplificador operacional por medio de corrientes de fuga que existen entre las pistas del circuito impreso (PCB), siempre y cuando la separación que exista entre el amplificador operacional y las pistas sea aproximadamente igual a .254 mm [10]. Debido a esta corriente de fuga que es capaz de auto-polarizar las entradas del amplificador operacional no es necesario el uso de una resistencia de polarización de órdenes tan grandes que suelen ser difíciles de encontrar de forma comercial.

3.2.2 Circuito de acondicionamiento de señal

La señal a la salida del seguidor de voltaje tiene valores de amplitud pico a pico del orden de los μV . Con el fin de poder digitalizar la señal por medio de un convertidor Analógico-Digital de un microcontrolador cuya resolución es del orden de los mV, es necesario amplificar estas señales. Un punto importante a consideración es que el convertidor analógico-digital (ADC) no trabaja con valores negativos, por lo tanto, la alimentación debe de ser unipolar (Rango: 0V a 5V) y debe de utilizar un nivel de offset con un voltaje de referencia que debe de encontrarse entre el intervalo de alimentación utilizado. Entonces se utilizó un nivel de offset de 2.5 V para poder tener la señal unipolar.

3.2.3 Filtro pasa banda

Es importante limitar en banda la señal utilizando un filtro pasa-banda. La primera consideración es que se necesita un filtrado en la banda que va desde 0.05 Hz hasta 100 Hz como establecen las normas para electrocardiografía existentes en la actualidad [17]. La figura 16 muestra el filtro, que se utilizó directamente en el electrodo para eliminar el offset que el amplificador operacional en configuración seguidor de voltaje pueda aportar. Se utilizó el software en línea llamado *Okawa Electric Design Filter Tool* [18], el cual proporciona la función de transferencia y los valores resistivos y capacitivos a utilizar, el filtro diseñado en este software es un filtro pasa altas Butterworth de tercer orden en configuración Sallen-Key con una frecuencia fija en 0.05 Hz.

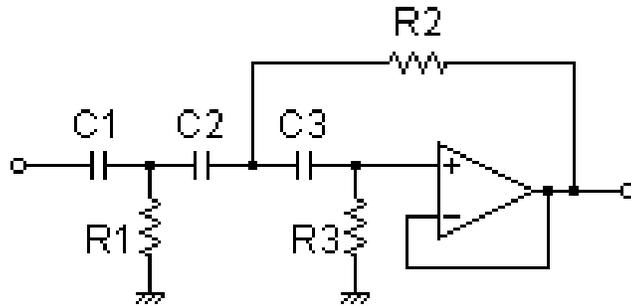


Fig. 16 Filtro pasa altos Butterworth de tercer orden Sallen-Key.

La siguiente etapa de filtrado corresponde a un filtro activo pasa bajas de tercer orden con una frecuencia de corte de 100 Hz utilizando la misma herramienta de diseño de filtros que se utilizó anteriormente; en la figura 17 se muestra el esquema del filtro pasa bajas diseñado.

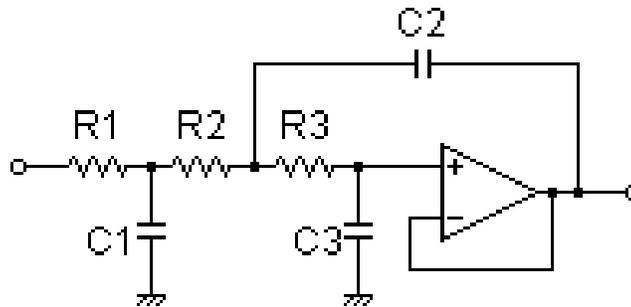


Fig. 17 Filtro pasa bajos Butterworth de tercer orden Sallen-Key.

Tabla 1 Valores de resistencia y capacitores utilizados en los filtros.

Elemento	Filtro Pasa Bajas	Filtro Pasa Altas
R1	160 Ω	300 K Ω
R2	4.7 K Ω	1.5 M Ω
R3	2.4 K Ω	6.8 M Ω
C1	10 μ F	10 μ F
C2	1 μ F	1 μ F
C3	0.22 μ F	1 μ F

En la Tabla 1 se muestran los valores de resistencias y capacitores utilizados para la construcción de los filtros; los valores de las resistencias, al ser de precisión, cuentan con una tolerancia de $\pm 1\%$; los valores de los capacitores utilizados tienen una tolerancia de $\pm 5\%$, por lo que las frecuencias de corte se recorren a la izquierda o derecha de acuerdo a la variación propia de cada elemento, los componentes utilizados son de montaje superficial (SMD) con el empaquetado 1206 lo cual ayuda a ahorrar espacio en el diseño del sistema.

3.2.4 Respuesta en Frecuencia

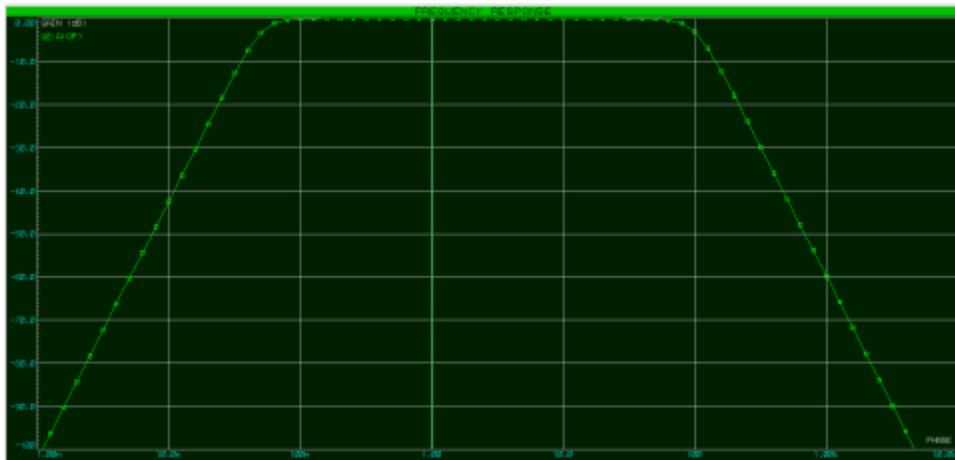


Fig. 18 Banda de paso de los filtros activos de tercer orden con $f_{c1}=0.05$ Hz y $f_{c2}=100$ Hz

En la figura 18 se muestra la banda de paso en la que trabajan los filtros activos de tercer orden diseñados. La simulación se hizo en el software PROTEUS 8 PROFESSIONAL para poder observar que las frecuencias de corte se encuentran correctamente ubicadas: $f_{c1}=0.05$ Hz para el filtro pasa altas y $f_{c2}=100$ Hz para el filtro pasa bajas. Las dos frecuencias de corte se encuentran ubicadas a -3 dB lo cual corresponde a una atenuación del 30% de la señal y cumple con la norma establecida [17]. La atenuación en dB se calcula de la siguiente manera:

$$\text{Atenuación}(dB) = 20\log\left(\frac{V_{out}}{V_{in}}\right) \quad (7)$$

Se utilizó (11) para corroborar que las frecuencias de corte se encontraban en -3 dB, con esto se comprobó que el 70% de la señal que entra al amplificador se encuentra en las frecuencias de corte (f_{c1} y f_{c2}) especificadas en la sección anterior.

En la figura 19 se muestra el esquema general de cada uno de los dos electrodos capacitivos de medición los cuales cuentan con un seguidor de voltaje para el acoplamiento de alta a baja impedancia mencionado anteriormente y cuentan con el filtro pasa altas a una frecuencia de corte de 0.05 Hz. El capacitor C1 a la entrada del amplificador A1 es un elemento de protección para el amplificador operacional contra corrientes estáticas que puedan presentarse en la placa de cobre, las etiquetas A y B simbolizan la salida de los electrodos a la siguiente etapa.

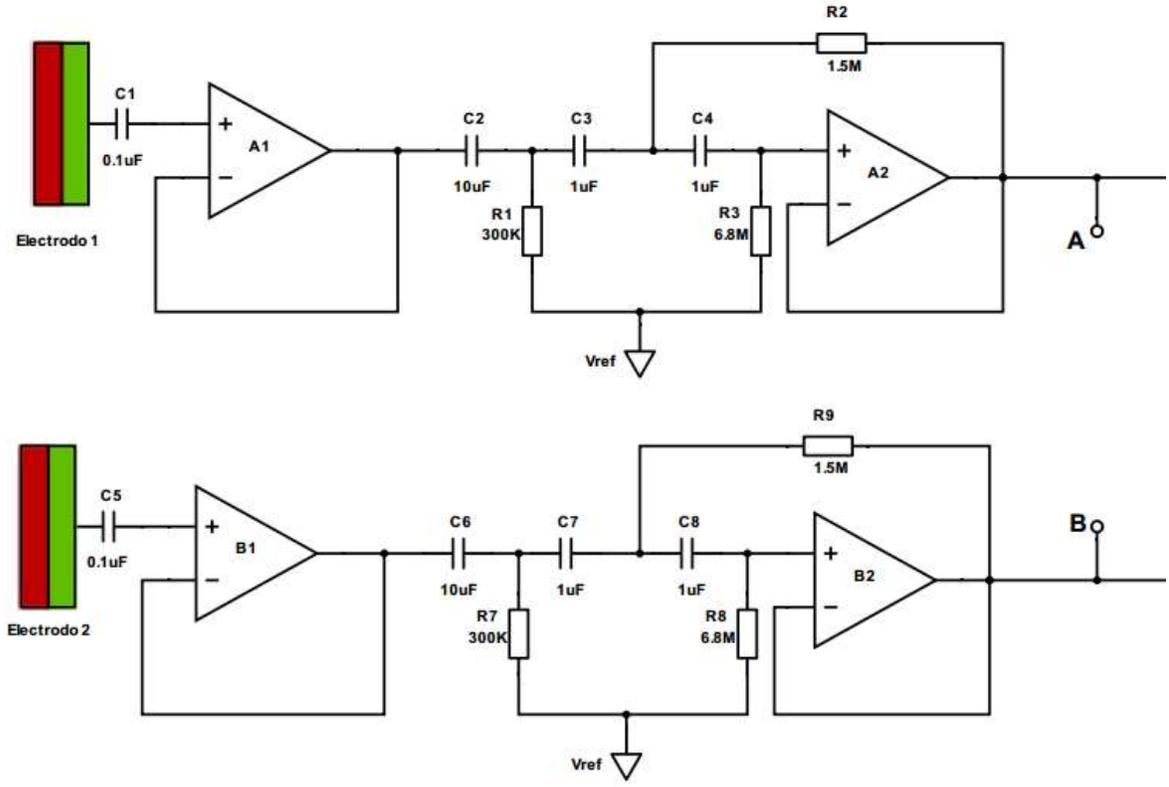


Fig. 19 Esquema general de los electrodos capacitivos

3.2.5 Capacitancias parásitas y blindaje

Entre la terminal de entrada y el común del circuito se presentan capacitancias parásitas como se ilustra en la figura 20; estas capacitancias son producidas principalmente en la placa del circuito impreso y producen una disminución en la impedancia de entrada del amplificador operacional. Para analizar el efecto de la capacitancia, denominada C_p en el circuito ilustrado en la figura 20, se utilizó un amplificador seguidor de voltaje, con ganancia unitaria e impedancia de entrada $Z_e \approx A_o * Z_i$, donde A_o es el factor de amplificación de lazo abierto del amplificador y Z_i es la impedancia de entrada dada por un capacitor C_i en paralelo con una resistencia R_i . En términos de admitancia $Y_e = (1/Z_e)$, esto es:

$$Y_e = \frac{1}{A_o * Z_i} = \frac{G_i + j\omega C_i}{A_o} \quad (8)$$

En el circuito equivalente que se muestra en la figura 20, se puede observar cómo la capacitancia parásita C_p está en paralelo con la capacitancia C_i del amplificador operacional, así entonces la admitancia de entrada del circuito con la capacitancia parásita queda como:

$$Y_{e'} = Y_e + j\omega C_p = \frac{G_i}{A_o} + j\omega \left(\frac{C_i}{A_o} + C_p \right) \quad (9)$$

$$Y_{e'} = j\omega C_p$$

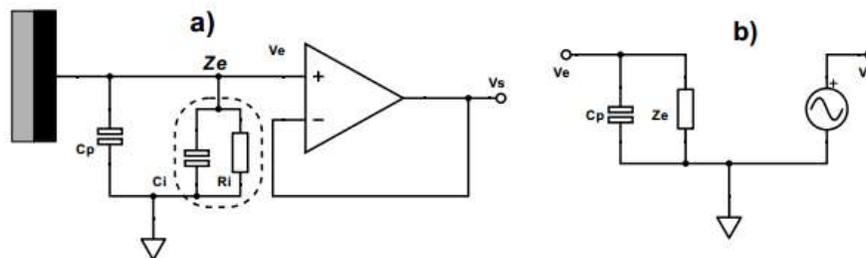


Fig. 20 Esquema general de los electrodos capacitivos. a) Diagrama del amplificador operacional. b) Circuito equivalente.

En (8), los términos disminuidos por el factor $1/A_o$ son despreciables ya que tienden a 0 debido a la consideración de que se utiliza un amplificador operacional ideal con ganancia de lazo abierto tendiendo a infinito; por lo tanto, la admitancia de entrada está determinada por la capacitancia parásita C_p . Así la impedancia de entrada se puede aproximar a $Z_e \approx 1/j\omega C_p$, la cual puede llegar a tener magnitudes comparables o inferiores a la impedancia del acoplamiento capacitivo con lo cual la señal biológica se puede atenuar a niveles no medibles. Una forma de eliminar la capacitancia parásita es utilizar un blindaje activo que mejora la eficiencia del electrodo como se menciona en [19]. El blindaje debe de seguir la trayectoria de la señal de entrada como se ilustra en la figura 21. Debido al blindaje se genera una capacitancia C_{bl} entre el blindaje y la entrada, las cuales forman una retroalimentación positiva. La diferencia de potencial a través de esta capacitancia es cero, debido a que el voltaje presente en el blindaje es prácticamente igual al voltaje de entrada del circuito seguidor, por lo tanto, no fluye corriente a través de C_{bl} reduciendo los posibles efectos de carga y manteniendo la función de eliminación de ruido.

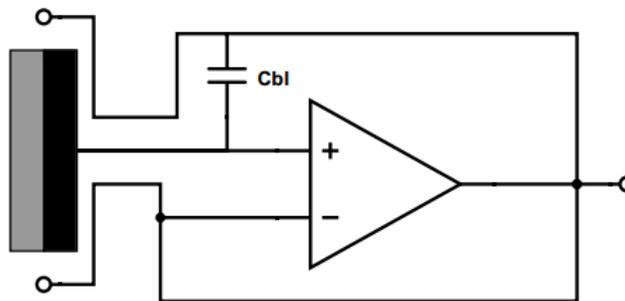


Fig. 21 Esquema de blindaje activo para eliminar capacitancias parásitas

El acoplamiento entre la piel y el electrodo puede ser descrito generalmente como una estructura capacitiva, con una serie de combinaciones de elementos RC en paralelo. Típicamente una de las secciones RC generadas es dominante, así el acoplamiento eléctrico puede ser representado como un elemento simple con una resistencia denominada R_b en paralelo con un capacitor C_b como se menciona en [11] y [20].

En la figura 22 se muestra un circuito eléctrico con el modelo simple del potencial biológico V_b a medir. El circuito incluye la impedancia biológica $Z_b \approx R_b // C_b$, la capacitancia de acoplamiento con el sensor denominada como C_s , y la impedancia Z_i del amplificador.

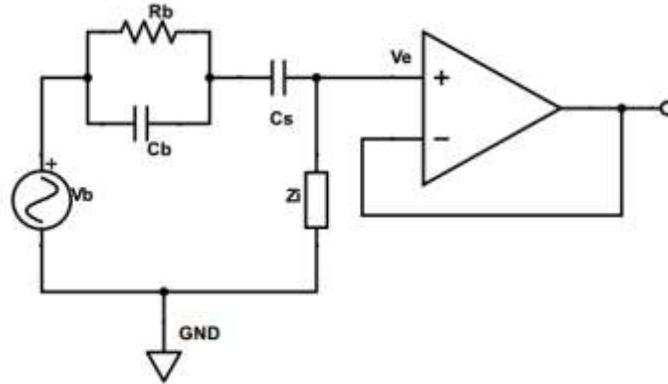


Fig. 22 Esquema del potencial biológico a medir

La impedancia de acoplamiento que será denominada Z_a , corresponde a la suma de impedancia $Z_b \approx R_b // C_b$ con la impedancia capacitiva de acoplamiento capacitivo del sensor C_s esto es:

$$Z_a = Z_b + Z_{C_s}$$

Donde:

$$Z_b \approx R_b // C_b$$

$$Z_{C_s} = \frac{1}{j\omega C_s}$$

$$Z_a = \left(\frac{R_b}{j\omega R_b C_b + 1} + \frac{1}{j\omega C_s} \right) \quad (10)$$

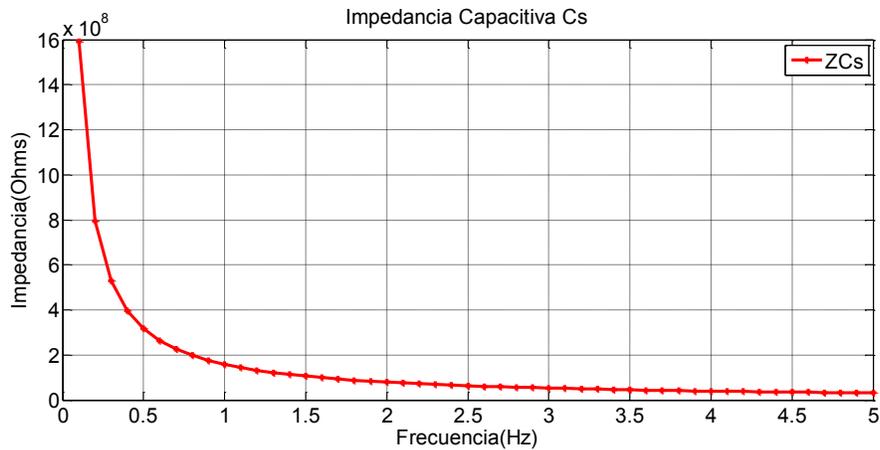


Fig. 23 Respuesta en frecuencia simulada de la impedancia producida por Cs.

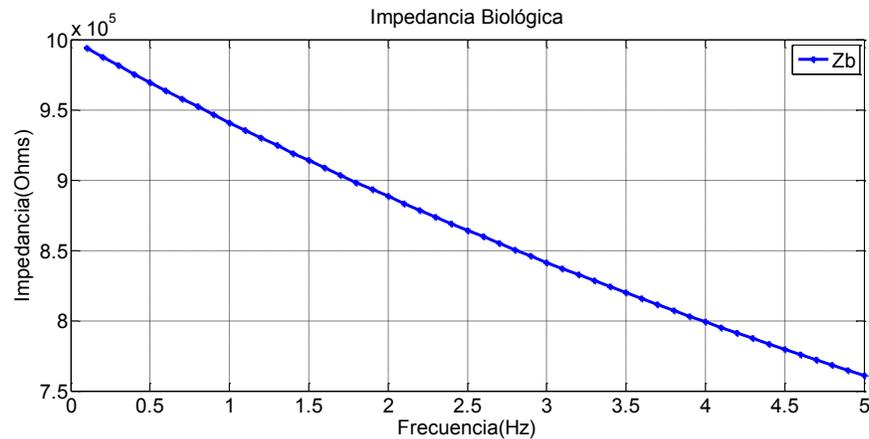


Fig. 24 Respuesta en frecuencia simulada de la impedancia biológica Zb.

Como se muestra en la figura 23 y figura 24 se simuló un barrido en frecuencia desde 0.1 Hz a 100 Hz con saltos de 0.1 Hz para observar el comportamiento de la impedancia biológica y la impedancia provocada por Cs. En la figura 23 y figura 24 se muestra la gráfica hasta 5 Hz debido a que para frecuencias mayores a esta los cambios presentes en las impedancias no son significativos. Para el barrido en frecuencia de la figura 24 se consideraron los valores de $R_b=1M\Omega$, $C_b=10$ nF como se indica en [20]. Para el caso de la figura 23 se muestra la impedancia producida por la capacitancia Cs considerando un valor máximo de 1 nF por lo cual se obtiene una impedancia mínima de $1.6 \times 10^9 \Omega$ en 0.1 Hz. A esta frecuencia la magnitud de la impedancia biológica es del orden de $10 \times 10^5 \Omega$, es decir aproximadamente 1000 veces menor que la

impedancia generada por C_s , por lo tanto, puede llegar a ser despreciable y la impedancia de acoplamiento se puede aproximar a:

$$Z_a = \frac{1}{j\omega C_s} \quad (11)$$

La impedancia de entrada del amplificador (Z_i) se puede describir como una resistencia (R_i) y un capacitor (C_i) en paralelo:

$$Z_i = \left(\frac{R_i}{j\omega R_i C_i + 1} \right) \quad (12)$$

Para calcular el factor de atenuación se sustituye (11) y (12) en la ecuación (13).

$$V_e = V_b \left(\frac{Z_i}{Z_i + Z_a} \right) \quad (13)$$

$$\frac{V_e}{V_b} = \left(\frac{\frac{R_i}{j\omega R_i C_i + 1}}{\frac{R_i}{j\omega R_i C_i + 1} + \frac{1}{j\omega C_s}} \right) = \frac{R_i C_s j\omega}{j\omega R_i (C_s + C_i) + 1} \quad (14)$$

Por lo tanto, si se analiza por medio de teoría de límites cuando ω tiende a infinito ($\omega \rightarrow \pm\infty$) se puede aproximar que (14) es:

$$\frac{V_e}{V_b} = \lim_{\omega \rightarrow \pm\infty} \frac{j\omega R_i}{j\omega R_i} * \left(\frac{C_s}{C_s + C_i + \frac{1}{j\omega R_i}} \right) \quad (15)$$

$$F = \frac{V_e}{V_b} = \left(\frac{C_s}{C_s + C_i} \right) \quad (16)$$

Por lo tanto, como se demuestra en (16) el factor de atenuación depende totalmente del valor del capacitor de acoplamiento y al capacitor de entrada del amplificador. Para poder calcular los distintos factores de atenuación para los posibles capacitores de acoplamiento que se puedan llegar a generar [11], se necesitan los valores de capacitancia y resistencia de entrada del amplificador utilizado que son típicamente proporcionados por el fabricante. Para el caso del amplificador LMP7704 el fabricante no proporciona los valores de la resistencia y capacitancia de entrada del amplificador, pero ya que se conoce la corriente de polarización del amplificador es posible encontrar amplificadores operacionales con la mismas características y del mismo tipo de arquitectura CMOS, el OPA344 y el OPA129 cuentan con una corriente de polarización similar a la del LMP7704 y un capacitor de entrada de 3 pF y 2 pF respectivamente, así que se utilizaron estos datos para la estimación del porcentaje de atenuación.

Tabla 2 Estimación del porcentaje de atenuación (Ecuación 12) cuando el capacitor de entrada $C_i=3$ pF.

C_s (pF)	C_i (pF)	Factor Atenuación	% Atenuación
1	3	0.2500	75.0000
10	3	0.7692	23.0769
20	3	0.8696	13.0435
30	3	0.9091	9.0909
40	3	0.9302	6.9767
50	3	0.9434	5.6604
60	3	0.9524	4.7619
70	3	0.9589	4.1096
80	3	0.9639	3.6145
90	3	0.9677	3.2258
100	3	0.9709	2.9126

Tabla 3 Estimación del porcentaje de atenuación (Ecuación 12) cuando el capacitor de entrada $C_i=2$ pF.

C_s (pF)	C_i (pF)	Factor Atenuación	% Atenuación
1	2	0.3333	66.6667
10	2	0.8333	16.6667
20	2	0.9091	9.0909
30	2	0.9375	6.2500
40	2	0.9524	4.7619
50	2	0.9615	3.8462
60	2	0.9677	3.2258

70	2	0.9722	2.7778
80	2	0.9756	2.4390
90	2	0.9783	2.1739
100	2	0.9804	1.9608

En las Tabla 2 y Tabla 3 se presenta el porcentaje de atenuación generado por el arreglo del capacitor de acoplamiento C_s y el capacitor de entrada del amplificador C_i . Se puede observar en las tablas que mientras más grande sea el valor de la capacitancia (C_s), el porcentaje de atenuación tiende a disminuir a valores muy pequeños. Por esta razón es necesario asegurar que el capacitor se encuentre dentro del rango adecuado para no tener una atenuación considerable de la señal de entrada.

Para el cálculo de la capacitancia de acoplamiento entre el elemento sensor y la piel se utiliza la siguiente expresión:

$$C_s = \left(\frac{\epsilon A}{d} \right) \quad (17)$$

Donde $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$, ϵ_0 y ϵ_r corresponden a la permitividad o constante dieléctrica al vacío y del aire respectivamente, A es el área del sensor y d es la separación entre el sensor y el cuerpo. De la ecuación (17) se puede observar que cuando la distancia d disminuye el valor de C_s tiende a aumentar, disminuyendo así el efecto de atenuación antes mencionado. Como se menciona en [2] y [21], el tamaño adecuado del electrodo capacitivo para asegurar una capacitancia dentro del rango de 10 pF-100 pF es el de una moneda de $\frac{1}{4}$ de dólar la cual cuenta con un diámetro de 24.26 mm y un área de 462.244 mm². Para el electrodo construido se utilizó un diámetro de 31.8 mm de superficie con un área total de 794.22 mm²; el 55.07% del área total del electrodo se utiliza para la placa sensora y el 44.92% restante se utiliza para el anillo de guarda que corresponde al blindaje activo. Se utilizó el 55.07% del área ya que con esto se obtiene un diámetro de la placa sensora de 23.60 mm el cual se aproxima mucho al utilizado en [2], y se ajusta al tamaño de los componentes utilizados. En la figura 25 se ilustra el electrodo diseñado con las dimensiones de la placa sensora y de la guarda activa como se mencionó anteriormente.

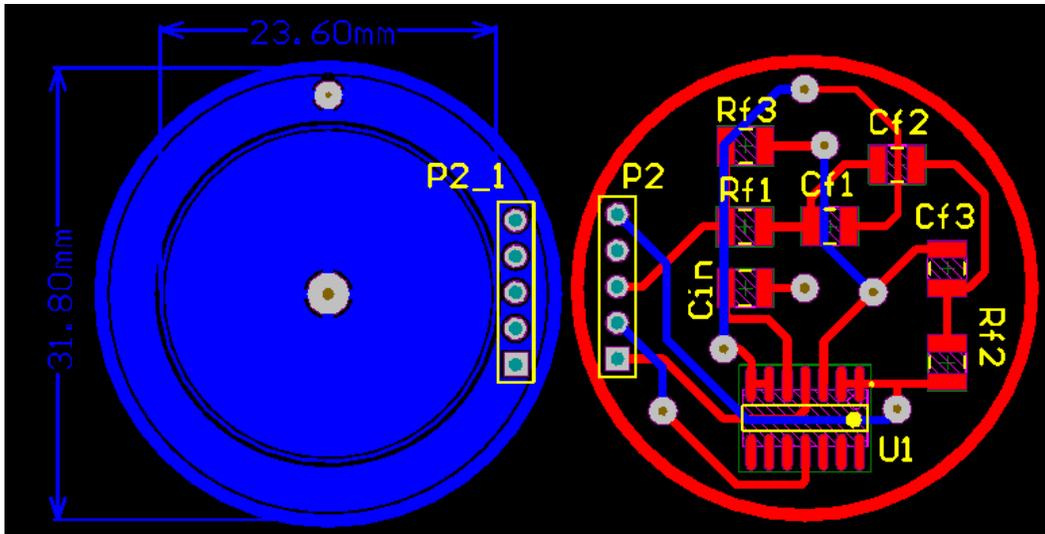


Fig. 25 Prototipo de electrodo diseñado. Izquierda, placa sensora, derecha circuito de acondicionamiento.

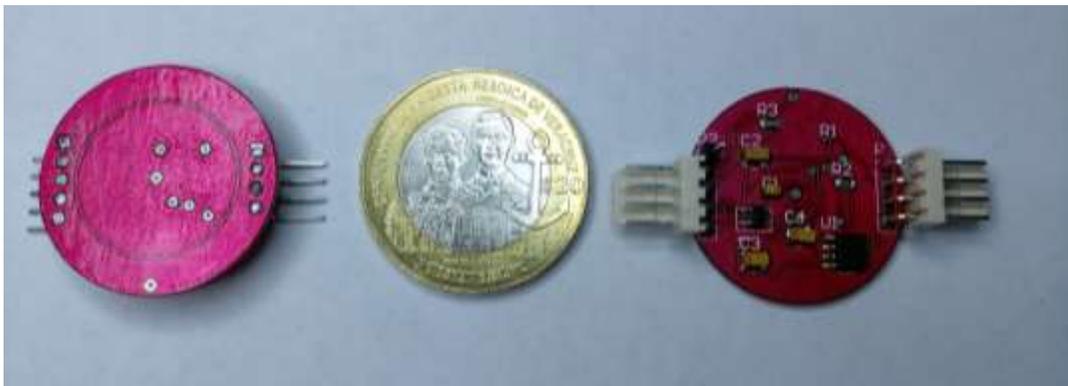


Fig. 26 Prototipo de electrodo capacitivo comparado con una moneda de 20 Pesos MXN.

En la figura 26 se muestra el prototipo del electrodo capacitivo construido mostrando la parte inferior (placa sensora) y la parte superior que contiene el acoplamiento de impedancias y el filtro pasa altas.

3.3 Electrodo de referencia

Para el electrodo de referencia se construyó una placa PCB a la cual se le acopló un electrodo de Ag/AgCl que servirá como retorno de corriente al cuerpo. En [9] y [10] se ha reportado que el electrodo de referencia puede ser construido bajo el mismo esquema que los electrodos capacitivos haciendo la placa inferior del electrodo puramente de cobre, pero sin la máscara antisoldante, haciendo un contacto con la piel para asegurar un retorno de corriente adecuado. Sin embargo, debido a que el cobre no es un material bio-compatible pueden existir problemas de toxicidad y oxidación debido al sudor y a la exposición prolongada al material, para asegurar un mejor contacto con la piel se optó por utilizar un electrodo seco de Ag/AgCl, no obstante, se utilizó un electrodo húmedo de Ag/AgCl para las pruebas del registro.

3.3.1 Amplificador de Instrumentación

Se utilizó un amplificador de instrumentación AD620 (Analog Devices) en modo diferencial para adquirir las señales de los electrodos capacitivos y poder tener la señal electrocardiográfica deseada. El amplificador de instrumentación, al igual que la etapa anterior, también se encuentra referenciada a un nivel de voltaje (V_{ref}) de 2.5 volts para poder ser digitalizada en una etapa posterior. Debido a esto y a los niveles típicos de una señal de electrocardiografía, se escogió una amplificación con una ganancia de 248 para proporcionar una sensibilidad de aproximadamente 250 mV/1 mV se escogió esta ganancia para no saturar los amplificadores utilizados los cuales serán alimentados de forma bipolar con +5 V y -5 V. Entre las características más importantes del amplificador de instrumentación se encuentra [22]:

- Bajo nivel de ruido.
- Ganancia ajustable de 1 a 10,000 por medio de una resistencia exterior.
- Nivel de offset bajo 50 μ V de salida.
- CMRR mínimo de 100 dB para una ganancia típica de 10.
- Alta impedancia de entrada.

- Bajo costo.
- Bajo consumo.

La fórmula para obtener la ganancia ajustable se presenta a continuación:

$$G = \left(\frac{49.4k\Omega}{R_g} \right) + 1 \quad (18)$$

Donde R_g corresponde a una resistencia externa propuesta, en este caso se utilizó una R_g de 200 Ω para obtener así una ganancia de 248.

Debido a que el sistema de registro se plantea portátil, el bajo consumo del amplificador de instrumentación lo hace una buena selección para la aplicación propuesta.

En la figura 27 se muestra el esquema general del sistema de registro de ECG para los dos electrodos capacitivos el cual incluye el amplificador de instrumentación y el filtro pasa bajos que fue mencionado en la sección anterior; las etiquetas A y B corresponden a la salida de los electrodos capacitivos anteriormente descritos y las etiquetas C y D corresponden a los pines dedicados del amplificador de instrumentación para la resistencia de ganancia R_g .

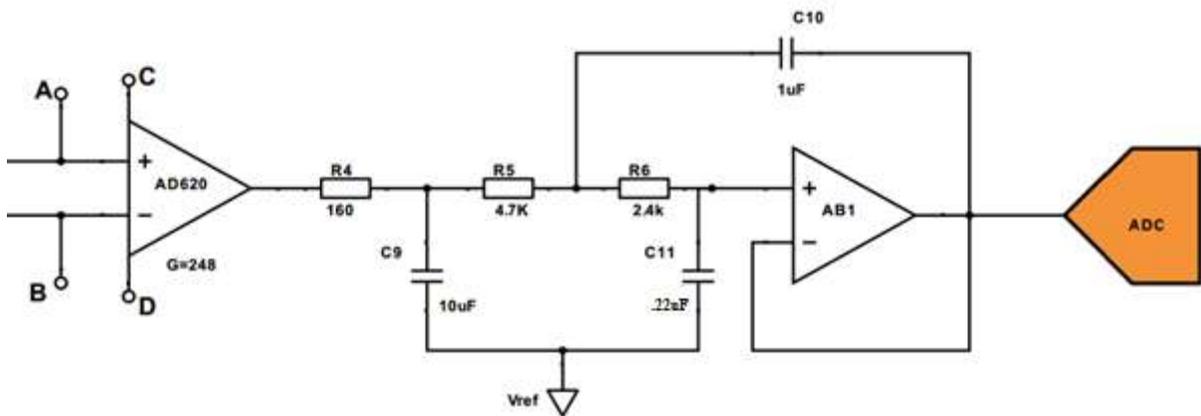


Fig. 27 Diagrama eléctrico del amplificador y filtro del sistema de registro ECG.

3.3.2 Circuito de pierna derecha

Este circuito es capaz de crear una tierra o referencia virtual para la pierna derecha del paciente, con el propósito de reducir los voltajes en modo común. La disminución de los voltajes comunes provocados por una corriente filtrada al paciente se obtiene al reducir la impedancia del electrodo de tierra [25]. Las etiquetas C y D en la figura 28 corresponden a las terminales dedicadas del amplificador de instrumentación para la resistencia externa R_g , para ajustar una ganancia de 248. Como se comprobó matemáticamente por medio de la ecuación (18) se necesita una R_g con un valor de $200\ \Omega$, pero debido a que para el circuito de la pierna derecha se requiere un promedio de la señal que salga de la resistencia de ganancia se colocan dos resistencias de $100\ \Omega$ en serie para poder obtener el promedio de la señal. El diseño del circuito de la pierna derecha que se utilizó es el que se reporta en [9] y [10]

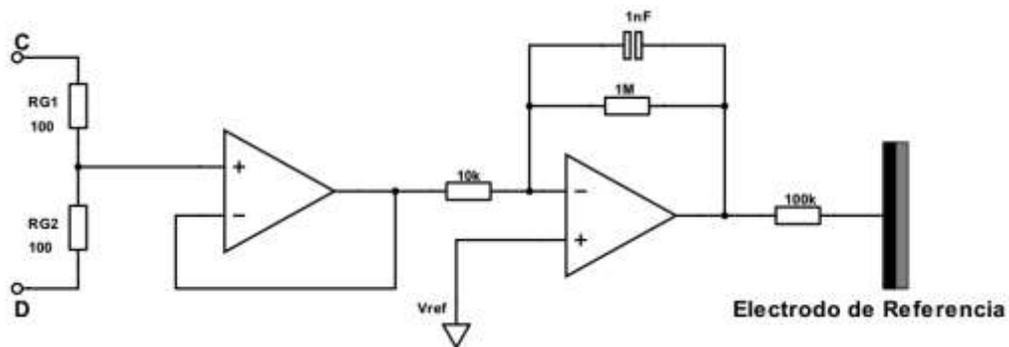


Fig. 28 Diagrama eléctrico del circuito de la pierna derecha.

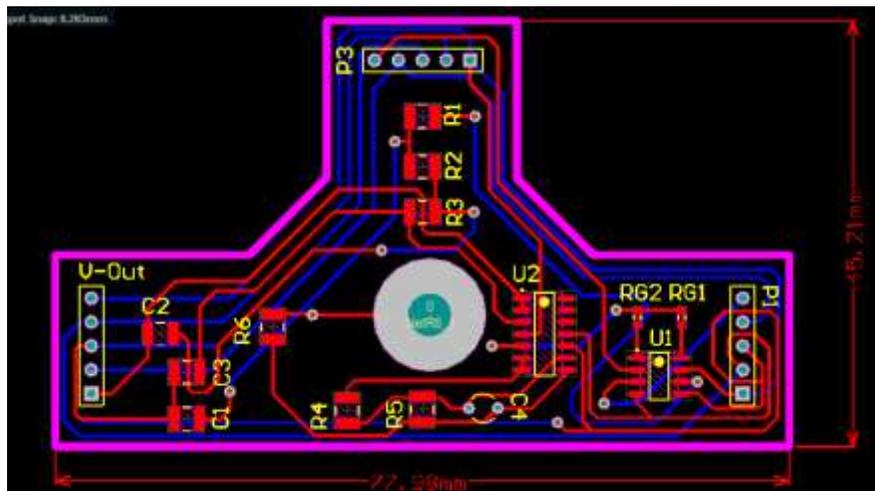


Fig. 29 Diagrama del PCB para el electrodo de referencia diseñado.

En la figura 29 se muestra el diseño que se realizó para el circuito del electrodo de referencia, se denotan las dimensiones del mismo, así como los componentes utilizados que pueden ser apreciados en los esquemas anteriormente mencionados.

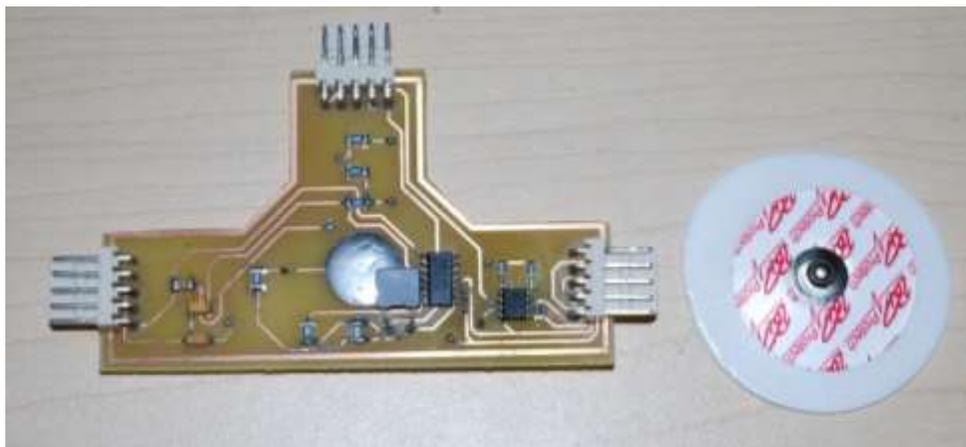


Fig. 30 Prototipo del electrodo de referencia.

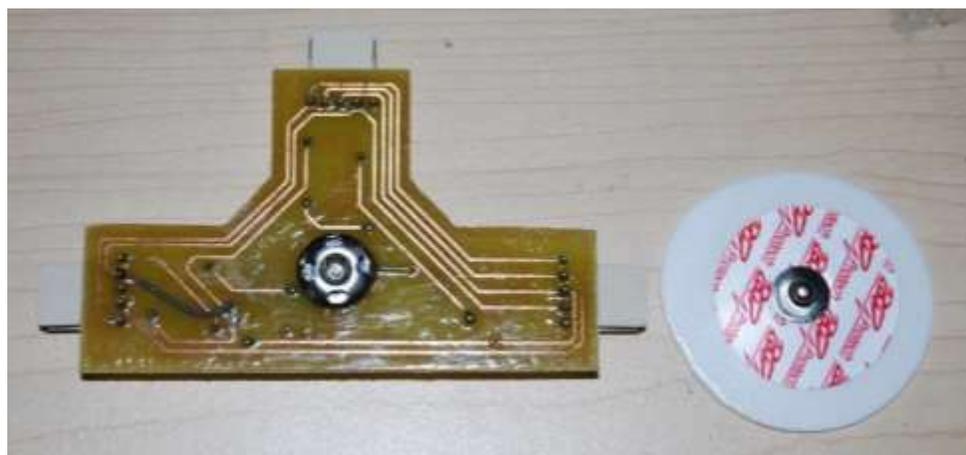


Fig. 31 Prototipo del electrodo de referencia con el acople para electrodo de Ag/AgCl.

En la figura 30 y figura 31 se muestra el prototipo construido para el electrodo de referencia, mostrando la circuitería en la parte superior la cual incluye el amplificador de instrumentación, filtro pasa altas y circuito de la pierna derecha que hace el retorno de corriente por medio de un electrodo de Ag/AgCl que se encuentra acoplado en la parte inferior de la placa; se optó por un diseño en forma de “T” debido al acomodo de los electrodos requerido para el registro de la derivación II.

3.4 Ruido de Entrada

Un factor importante a considerar en la detección de señales bioeléctricas es el ruido. El ruido puede ser definido como una perturbación no deseada que interfiere con la señal que se desea detectar, que puede aparecer debido a fuentes de ruido intrínsecas o extrínsecas. Un ejemplo típico de fuentes de ruido intrínsecas es el ruido térmico, originado por el movimiento aleatorio de los electrones libres dentro de una pieza de material conductor. Esto conduce a una acumulación temporal de electrones en los extremos del conductor por lo cual un voltaje variable aparece entre ambos extremos. Uno de los aspectos más importantes del ruido intrínseco es su aleatoriedad, esto significa que no es posible predecir las variaciones de corriente o voltaje que se producen, así que para el análisis es necesario adoptar la descripción estadística.

Las fuentes de ruido extrínseco están situadas fuera del circuito eléctrico que se esté analizando, el cual actúa como una antena receptora. Por esta razón este tipo de ruido también es conocido como señales espurias o perturbadoras, que de acuerdo a su posible origen existen dos categorías:

1. Perturbaciones Ambientales: Tales como el ruido del cielo que incluye fuertes fuentes de ruido como el sol, ruido atmosférico causado principalmente por descargas eléctricas o tormentas eléctricas, ruido artificial causado principalmente por servicios de radio, motores eléctricos, línea eléctrica descargas electroestáticas teléfonos celulares radios móviles etc.
2. Señales que son útiles en un circuito, pero desafortunadamente pasan vía acoplamiento parásito dentro de circuitos cercanos, donde son indeseables y por eso se comportan como perturbaciones. Generalmente a este tipo de perturbaciones se les conoce como ruido *crosstalk*. Como regla general, el usuario descubre las interferencias durante la operación y no antes. Algunas veces, esos acoplamientos parásitos pueden ser reducidos al modificar la posición de los cables o del equipo [26].

El ruido intrínseco aparece en todo el rango de frecuencias. Una vez que este tipo de ruido se hace presente en un circuito, nada se puede hacer para filtrarlo, debido a que su espectro se extiende a frecuencias muy altas, usualmente más allá de la frecuencia de alguna señal útil. Al contrario, las interferencias de señales tienen un espectro mucho más restringido esto nos permite rechazarlas utilizando filtros apropiados o al cambiar la banda de la señal útil fuera de su espectro.

Los siguientes puntos muestran como el ruido puede afectar la operación de los sistemas electrónicos [26]:

- La señal mínima que se puede utilizar en un circuito de aplicaciones analógicas está limitada por los ruidos internos y externos, el nivel de ruido establece el nivel mínimo de magnitud de la señal que puede ser amplificada.
- El nivel de ruido determina el límite máximo en la ganancia del amplificador, si la ganancia es excesiva o no es bien calculada, el amplificador se saturará.
- El ruido establece el límite de la mínima señal detectable en detectores y receptores.
- El ruido es responsable de errores en mediciones de niveles de señal analógicas débiles. Consecuentemente, el ruido establece el límite máximo de sensibilidad de las mediciones.
- Un factor para cuantificar la influencia de ruido en la operación de un sistema electrónico es la relación señal a ruido (S/N). Mientras mayor sea la relación la señal es menos vulnerable al ruido.
- Para la detección de biopotenciales, construir un amplificador de bajo ruido es uno de los mayores retos. En muchos de los biopotenciales las señales a medir pueden ser del orden de los micro volts (μV). Esto significa que los niveles de ruido permitidos para este tipo de señales deben de estar por debajo de esas amplitudes de la señal.

3.5 Análisis de ruido

Debido al principio de medición del electrodo capacitivo, las amplitudes de las señales medidas son comparables al ruido intrínseco del circuito de acondicionamiento de la señal, razón por la que es necesario evaluar dicho ruido por medio de un análisis de fuentes de ruido presentes en el circuito. Para realizar el análisis de ruido se tiene que considerar los siguientes puntos:

- Todas las fuentes de ruido a analizar presentan una distribución de amplitudes gaussiana, por lo que la valoración de tensiones se hace cuadráticamente [27].
- El ancho de banda de ruido (Δf) de un sistema electrónico puede ser definido como el intervalo de frecuencia donde está contenida toda la potencia. Para un sistema lineal de segundo orden se puede relacionar el ancho de banda de ruido como 1.22 veces el ancho de banda a -3 dB; su expresión está dada por la ecuación (19) [28].

$$\Delta f = 1.22 * \Delta f_{-3dB} = 1.22 * (f_{cb} - f_{ca}) \quad (19)$$

- Solamente existen dos tipos de elementos en el circuito de acondicionamiento de la señal que presentan ruido, los resistores y los amplificadores operacionales. El ruido que se presenta en una resistencia R_x se conoce como ruido térmico e_{tx} y se debe a la agitación térmica de los electrones; su expresión está dada por la ecuación (20).

$$e_{tx} = \sqrt{4kT\Delta fR_x} \quad (20)$$

Donde:

K, Constante de Boltzmann, 1.38×10^{-23} J/K

T, Temperatura en K.

Δf , ancho de banda del ruido en Hz.

Los amplificadores operacionales presentan típicamente dos zonas distintas de ruido, para una frecuencia de corte F_c definida por el fabricante, los mejores amplificadores de bajo ruido a baja frecuencia tienen frecuencias de corte F_c en el rango de 1 Hz a 10 Hz mientras los dispositivos JFET y otros amplificadores de propósito general tienen valores en el rango de hasta los 100 Hz. Como se ilustra en la figura 29 se puede observar que para frecuencias mayores a F_c el ruido que se presenta es denominado ruido blanco [29], el cual por definición contiene todas las frecuencias y todas contienen la misma potencia, por lo tanto, su densidad espectral tiende a ser plana, el ruido blanco es debido principalmente al ruido térmico.

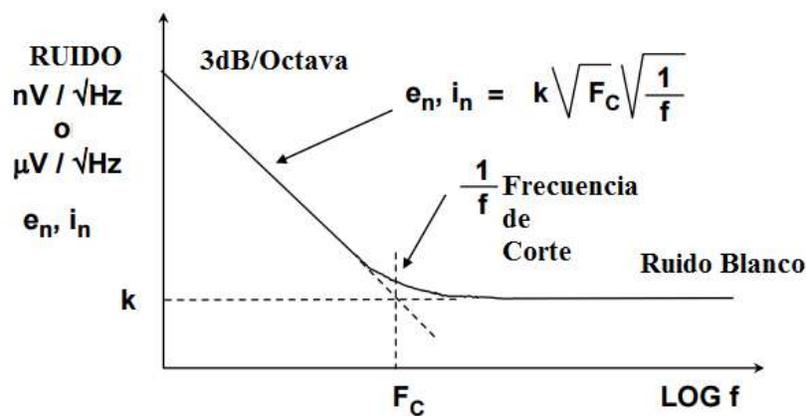


Fig. 32 Ruido en un amplificador operacional [29].

En la figura 32 se muestra la curva típica de ruido de un amplificador operacional, el ancho de banda, que es definido por F_c , muestra que hay un incremento en el ruido de 3 dB/Octava y para frecuencias mayores a F_c el ruido aportado por el amplificador se considera ruido blanco. Para el desarrollo del proyecto se utilizaron 3 distintos amplificadores operacionales en las distintas etapas, el LMP7704 para la etapa de acoplamiento del electrodo y filtrado pasa altas, el AD620 amplificador de instrumentación para la amplificación de la señal y el OPA4227 para el filtrado pasa bajas y circuito de pierna derecha. A continuación, se describen los valores de densidad de ruido de corriente y densidad de ruido de voltaje para los amplificadores utilizados.

Tabla 4 Valores densidad de ruido de voltaje (e_n), densidad de ruido corriente (i_n) y frecuencia de corte (F_c) para los tres amplificadores utilizados [22], [23], [24].

	LMP7704	AD620	OPA4227
F_c	100 Hz	10 Hz	5 Hz
e_n	9 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	9nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	3.5 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
i_n	1 fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$	100 fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$	0.4 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$

En la Tabla 4 se muestran los valores de densidad de ruido de voltaje, densidad de ruido de corriente y frecuencia de corte para los 3 amplificadores utilizados obtenidos de su hoja de especificaciones que el proveedor proporciona. Se observa que los 3 amplificadores utilizados tienen valores de densidad de ruido de corriente muy bajos y similares, la frecuencia de corte del AD620 y el OPA4227 son frecuencias bajas los cuales lo hacen adecuado para el tipo de instrumentación deseada ya que introducen ruido blanco. En cambio, el amplificador LMP7704 tiene un ancho de banda de ruido mayor el cual comparte la banda de la señal de ECG deseada introduciendo ruido denominado *1/f noise* [29].

3.5.1 Resistencia óptima de ruido

Es necesario tener en cuenta el origen del ruido en el conjunto sensor-amplificador es por eso que se calcula la resistencia óptima de ruido (R_o) para el amplificador LMP7704. Como se menciona en [28], para obtener una mayor relación señal a ruido a la salida del amplificador, la R_o del mismo debe de ser igual a la magnitud de la impedancia del sensor, esto es debido al teorema de máxima transferencia de potencia.

El teorema de máxima transferencia de potencia dicta que para que una fuente o un circuito eléctrico transfiera la mayor cantidad de potencia posible a una carga es necesario que el valor de la resistencia de carga (R_L) y el valor de la resistencia de la fuente (R_F) sean iguales como se demuestra a continuación.

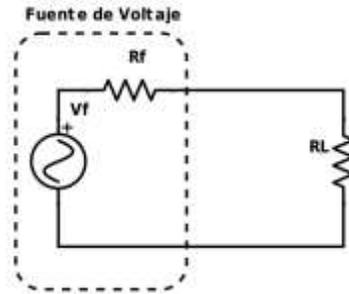


Fig. 33 Ruido en un amplificador operacional [26].

En la figura 33 se muestra la fuente de voltaje (V_f) con su resistencia (R_f) conectadas a una carga (R_L), para calcular la potencia en la carga (P_L) se utiliza (21) y para determinar el máximo valor de la resistencia de carga se necesita igualar a cero la derivada de la potencia en la carga, como se demuestra a continuación.

$$P_L = \frac{V_f^2 R_L}{(R_f + R_L)^2} \quad (21)$$

$$\frac{dP_L}{dR_L} = \frac{(R_f + R_L)^2 V_f^2 - V_f^2 (2R_L)(R_f + R_L)}{(R_f + R_L)^4} = 0 \quad (22)$$

Resolviendo la ecuación (22) se obtiene:

$$R_f^2 + 2R_f R_L + R_L^2 = 2R_L R_f + 2R_L^2 \quad (23)$$

Por lo tanto:

$$R_f^2 = R_L^2$$

Cómo se demuestra en (23), para obtener la máxima transferencia de potencia de una fuente a una resistencia de carga es necesario que el valor de la resistencia propia de la fuente (R_f) y la resistencia de carga (R_L) sean iguales.

Para determinar la resistencia óptima de ruido (R_o) propia del amplificador es necesario dividir la densidad de ruido de voltaje entre la densidad de ruido de corriente a la entrada del amplificador, se utilizan los valores mencionados en la Tabla 3.

$$R_o = \frac{9 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}}{1 \text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}} = 9 \text{ M}\Omega \quad (24)$$

Tabla 5 . Valores de impedancia capacitiva (Z_{Cs}) para 4 frecuencias.

<i>f(Hz)</i>	<i>ZCs</i>	
	<i>Cs(10 pF)</i>	<i>Cs(100 pF)</i>
0.1	159.15 G Ω	15.915 G Ω
1	15.915 G Ω	1.5915 G Ω
10	1.591 5G Ω	159.15 M Ω
100	159.15 M Ω	15.915 M Ω

En la Tabla 5 se muestra la impedancia capacitiva C_s del sensor para 4 valores de frecuencia utilizando los valores de capacitancia críticos reportados en [12]. La impedancia capacitiva del sensor es la impedancia que corresponde a la fuente de señal ya que como se demostró en la sección anterior los valores que presenta la impedancia biológica pueden llegar a ser despreciables comparados con los valores de impedancia del sensor. Debido a que la resistencia de la fuente de señal nunca llega a tener un valor fijo, ya que es afectada por la frecuencia de operación y el valor del capacitor que se forma entre el sensor y la piel, la resistencia óptima de ruido (R_o) jamás podrá ser igualada a la resistencia de la fuente, por lo tanto, no existirá una máxima transferencia de potencia

3.6 Sistema para el registro de ECG

El sistema de registro de ECG cuenta con una etapa de adquisición de la señal por medio de un convertidor analógico-digital y un sistema de almacenamiento de datos en una micro SD, los cuales serán analizados y visualizados posteriormente en una PC. En la figura 34 se muestra el diagrama de flujo del sistema de registro diseñado, en la siguiente sección se detallarán las distintas etapas que conforman el sistema de registro.

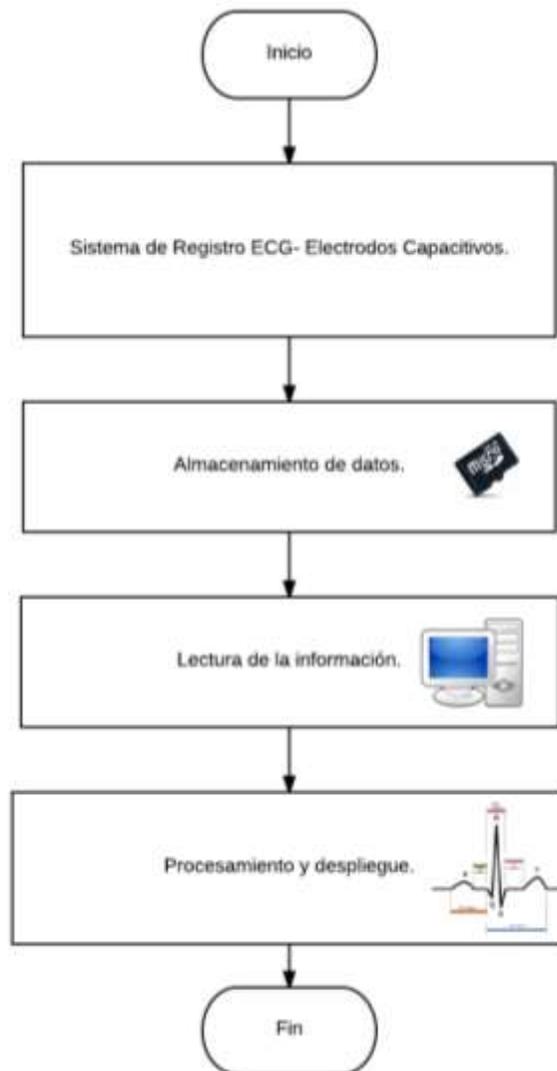


Fig. 34 Diagrama de flujo general para el sistema de registro de ECG.

3.7 Alimentación del sistema

La alimentación del sistema es mediante una batería recargable de polímero de litio (LiPo, por su abreviatura), las cuales comúnmente se encuentran compuestas de varias células secundarias idénticas en paralelo para aumentar la capacidad de la corriente de descarga. La batería utilizada tiene una salida de 3.7 V, y puede entregar una corriente de 500 mAh. Debido a que todo el sistema necesita una alimentación bipolar se utilizan dos etapas esenciales en la alimentación.

1. Circuito convertidor Boost. Este circuito es un convertidor DC a DC que obtiene a su salida una tensión continua mayor que a su entrada. Es un tipo de fuente de alimentación conmutada que contiene al menos dos interruptores semiconductores (diodo y transistor), y al menos un elemento para almacenar energía (condensador, bobina o combinación de ambos). Frecuentemente se añaden filtros contruidos con inductores y condensadores para mejorar el rendimiento. Generalmente los sistemas alimentados por baterías necesitan apilar varias baterías en serie para aumentar la tensión. Sin embargo, a veces no es posible conectar varias baterías en serie por razones de peso o espacio. Los convertidores Boost pueden incrementar el voltaje y reducir el número de pilas, en este caso se eleva el voltaje de 3.7 V a 5 V utilizando un convertidor Boost que se puede conseguir de forma comercial.
2. Convertidor DC-DC salida bipolar: Debido a los requerimientos de alimentación de las distintas etapas es necesario utilizar una polarización bipolar de -5 V a +5 V, es por eso que se utiliza un convertidor DC-DC que puede ser alimentado con 5 V y entregar salida bipolar con una corriente máxima de 100 mA. Se utilizó el componente AM1D0505 de *Aimtec*.

3.8 Digitalización de la señal (Conversión analógica digital)

La digitalización de la señal se hizo por medio del microcontrolador dsPic30F3014 (figura 35) de la compañía *Microchip*, el cual puede almacenar variables de hasta 16 bits en comparación a la familia de PIC que solamente puede almacenar variables de 8 bits. La familia de dsPIC son

comúnmente utilizados para el procesamiento de señales debido a su alta velocidad de cómputo, cuenta con un convertidor analógico-digital de 12 bits el cual cumple con la norma establecida para digitalización de la señal electrocardiográfica propuesta por la AAMI [17]; la señal es muestreada cada 2 ms, obteniendo así una frecuencia de muestreo de 500 Hz como establece la norma anteriormente mencionada.

Debido a que la señal original del ECG cuenta con componentes negativas es necesario que la señal sea montada sobre un nivel de offset para poder digitalizarla correctamente, ya que el convertidor analógico-digital solamente puede convertir señales que se encuentren en el rango de 0V a 5V. Se utilizó el circuito integrado ADR4525 el cual es una referencia de voltaje de ultra bajo ruido y alta precisión, es alimentado con 5 V y entrega un nivel de 2.5 V para ser utilizado como nivel de offset.

Para la programación del microcontrolador dsPIC30F3014 se utilizó un compilador el cual puede traducir de un lenguaje de alto nivel a su correspondiente en bajo nivel, esto quiere decir que las rutinas específicas ya se encuentran realizadas y es necesario llamarlas para su ejecución. Es muy común en la actualidad que los programas para los microcontroladores sean en lenguaje C, debido a la versatilidad que tiene este lenguaje; para la programación del dsPIC30F3014 se utilizó el compilador *mikroC PRO for dsPIC* de MikroElectronica con licencia libre.

40-Pin PDIP

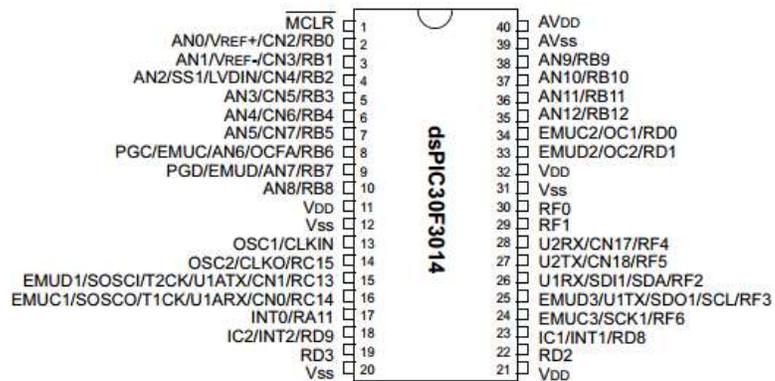


Fig. 35 Diagrama de pines del dsPIC30f3014 [30].

3.8.1 Cálculo de la resolución para el ADC del dsPIC30f3014

Para calcular la resolución del convertidor analógico digital se utiliza la ecuación (25), en donde V_{ref} es el voltaje de referencia utilizado para la conversión y n es el número de bits propio del convertidor analógico digital.

$$Resolución = \frac{V_{ref}}{2^n - 1} \quad (25)$$

Realizando los cálculos para el ADC del dsPIC30f3014 que cuenta con 12 bits de resolución para la conversión y un voltaje de referencia de 5 V se obtiene:

$$Resolución = \frac{5 V}{2^{12} - 1} = 1.22 mV \quad (26)$$

En la ecuación (26) se puede observar que la señal más pequeña a ser detectada por el convertidor analógico digital tiene un valor de 1.22 mV

3.9 Almacenamiento de datos

El almacenamiento de datos se hizo en una tarjeta de memoria micro SD, debido a la facilidad de manejo que esta tarjeta representa para el usuario al ser bastante comunes y la mayoría de las computadoras existentes hoy en día tienen el puerto necesario para poder leerlas con un adaptador comercial.

El utilizar una memoria micro SD representa 2 retos principales:

1. Almacenamiento: El formato FAT 16 es el que soportan actualmente las librerías de los microcontroladores. Por esta razón la micro SD que se pudo utilizar fue la de capacidad 2 GB.
2. Velocidad de escritura: Debido a que la memoria micro SD de 2GB de almacenamiento cuentan con velocidades de escritura muy bajas debido a esto se dificulta el proceso de almacenamiento. Las memorias micro SD solamente pueden almacenar en buffers de información de 512 bytes a la vez, pero lamentablemente este proceso de escritura del buffer suele ser muy tardado (5 ms-10 ms), por lo que es común que si no se utiliza un correcto algoritmo pueden llegar a perderse muestras.

Para la memoria micro SD se utilizó una tarjeta comercial que cuenta con el adaptador mecánico para la memoria, así como un convertidor de nivel de voltaje de 3.3 V que la memoria requiere. La tarjeta utilizada se ilustra en la figura 36.



Fig. 36 Tarjeta CATALEX interfaz entre el dsPIC y la micro SD.

La figura 37 en sus segmentos a), b) y c) muestran el diagrama de flujo de la lógica que se utilizó en la programación del microcontrolador dsPIC30f3014 para poder almacenar la señal electrocardiográfica. Se fijó la frecuencia de muestreo en 500 Hz como es mencionado en la sección anterior, el programa basa principalmente su funcionamiento en interrupciones por medio de un *timer* que suceden cada 2 ms interrumpiendo el proceso de escritura en la memoria para asegurar que no se pierden muestras debido a la lentitud en la velocidad de escritura. El proceso se hizo mediante el llenado de 3 distintos buffers de 512 bytes ciclando su proceso de escritura de manera sincronizada para no producir sobreescritura de los datos o pérdida de

muestras. El microcontrolador utiliza un cristal oscilador externo de 4 MHz multiplicado 8 veces internamente por el lazo de seguimiento de fase (PLL, *Phase-Locked Loop* por sus siglas en inglés). Cuando se desea terminar o interrumpir el registro, la memoria micro SD debe de ser extraída después de apagar el sistema.

Cálculo de velocidad real del microcontrolador:

$$Velocidad Real = \frac{4 MHz * 8PLL}{4} = 8 MHz \tag{27}$$

En la ecuación (27) se calcula la velocidad real a la que trabaja el microcontrolador por medio del cristal oscilador externo de 4 MHz multiplicado 8 veces por el PLL y dividido entre 4, ya que la hoja de especificaciones del microcontrolador declara que cada instrucción programada se realiza cada 4 ciclos de reloj.

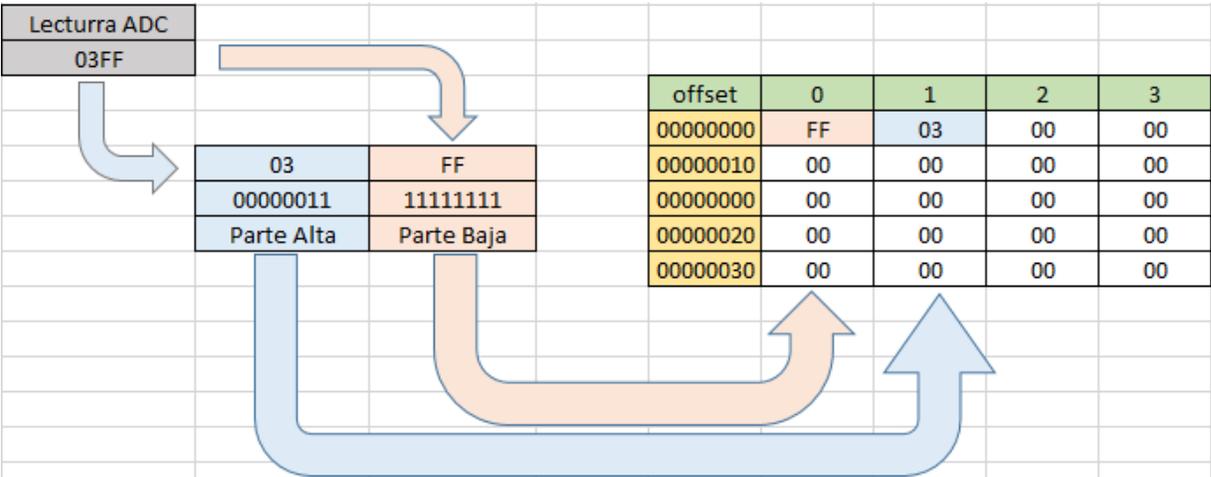
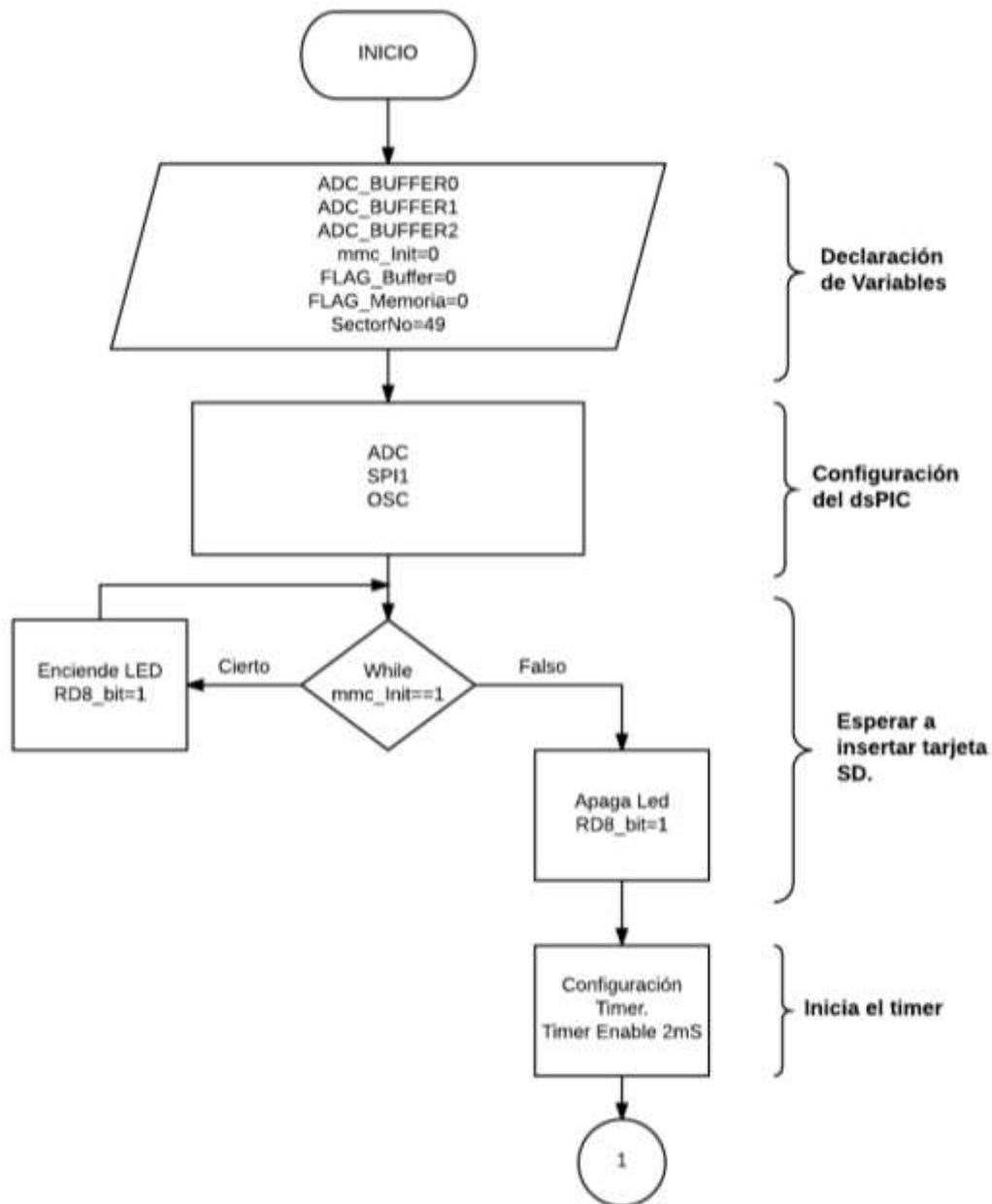


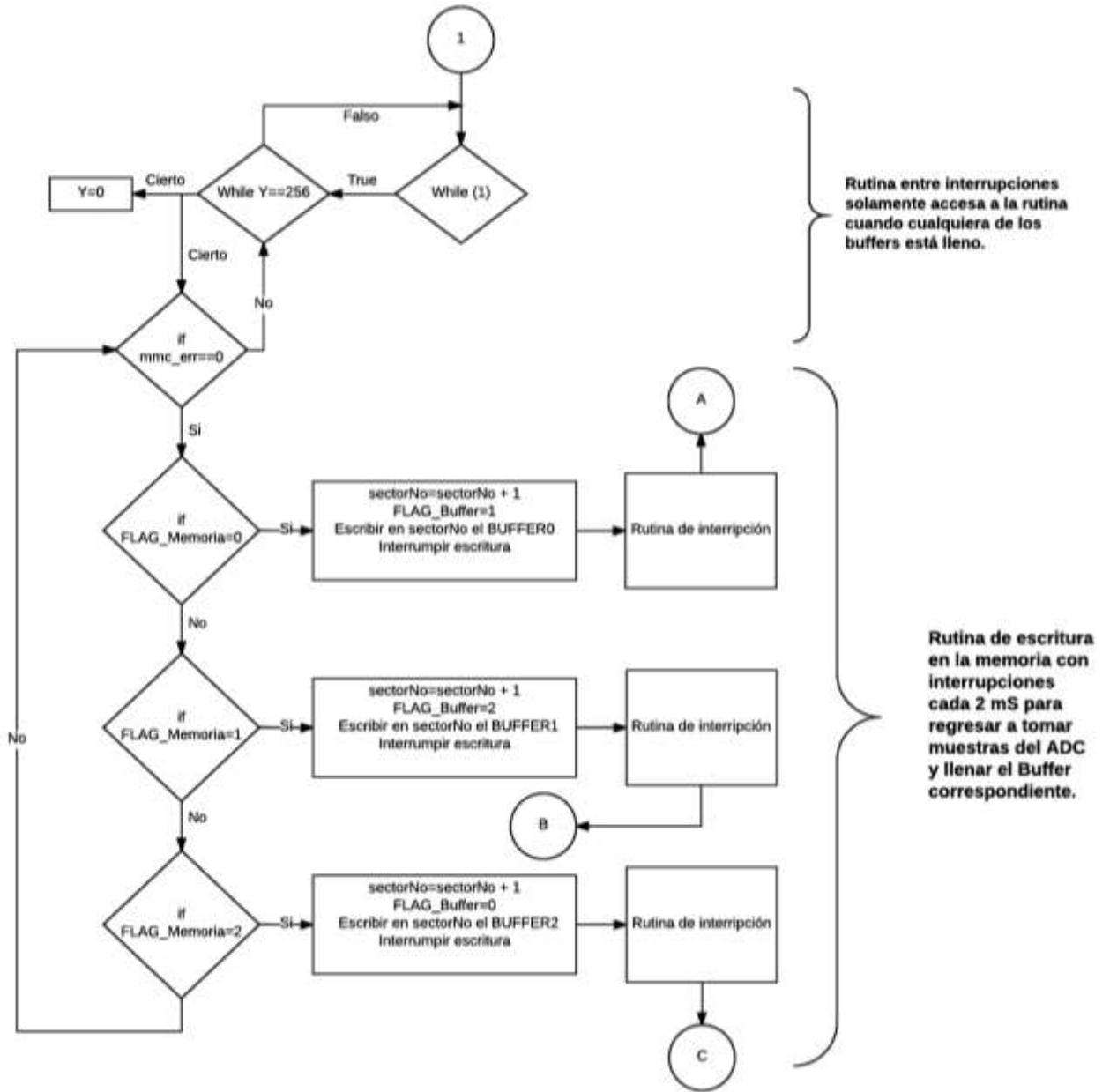
Fig. 37 Esquema de almacenamiento memoria micro SD.

En la figura 38 se muestra la forma en la que es almacenada la lectura del ADC en los espacios de memoria de la micro SD; se tiene una lectura hexadecimal “0x03FF” que corresponde a 1.24 V aproximadamente, cuando el convertidor analógico digital trabaja de 0 V a 5 V con una resolución de 12 bits. La palabra de 12 bits es separada en dos partes de 8 bits para poder almacenarlas en los espacios de memoria que solo almacenan en bytes. La parte baja será

almacenada en la primera localidad y la parte alta de la palabra en la localidad siguiente, las siguientes lecturas del ADC serán tratadas de la misma forma a la anterior hasta llenar todo el sector correspondiente de la memoria.



a).



b).

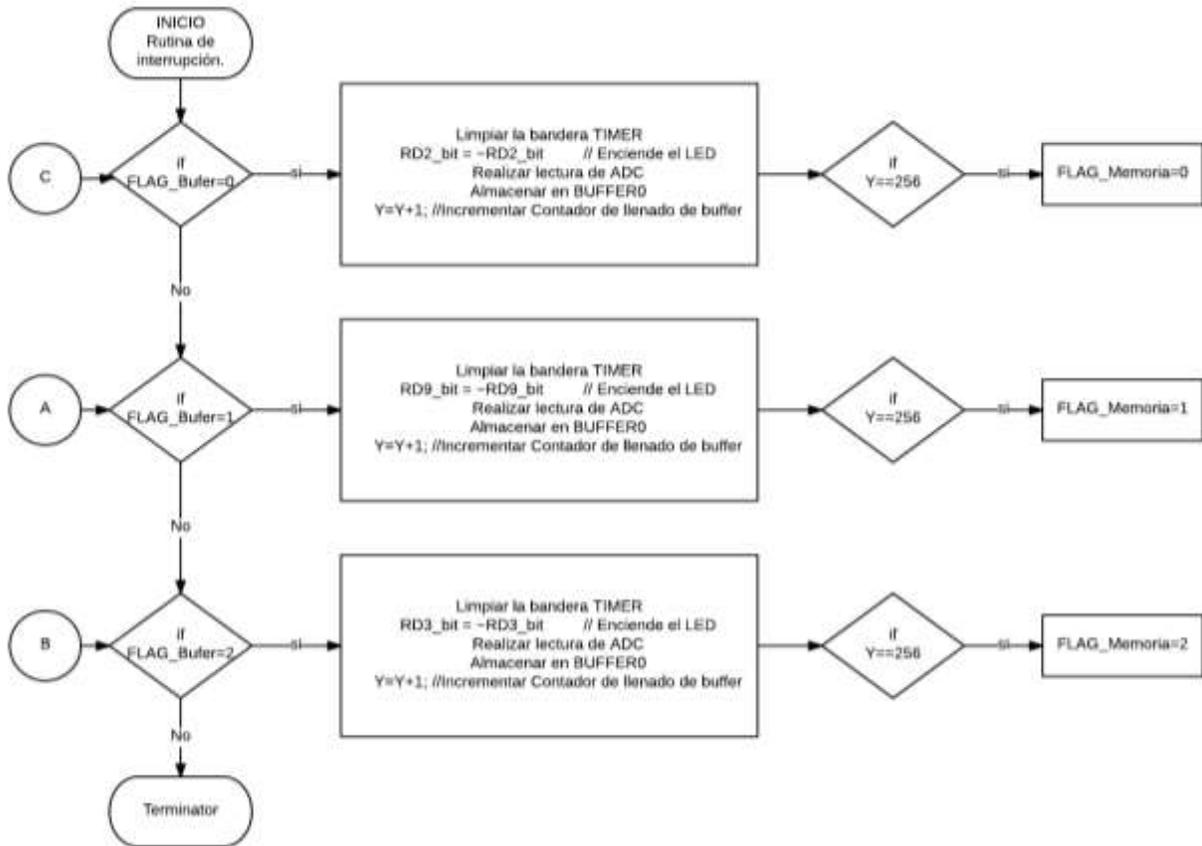


Fig. 38 Diagrama de flujo para la adquisición y el almacenamiento de la información en una memoria micro SD.

c)

En la figura 39 se muestra el PCB que contiene las etapas de alimentación, adquisición de la señal y almacenamiento en la memoria micro SD; cuenta con indicadores de escritura y botón de encendido y apagado.

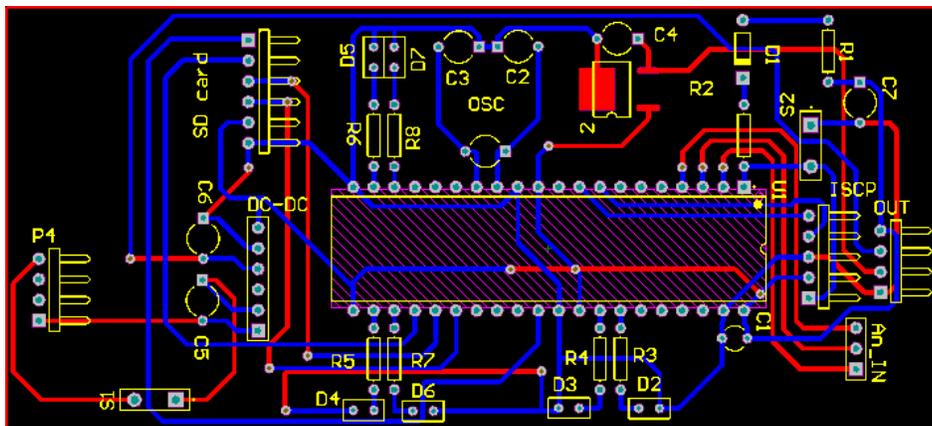


Fig. 39 Circuito PCB diseñado para la alimentación del sistema, adquisición de las señales y almacenamiento.

El sistema de adquisición y almacenamiento cuenta con un *switch* pulsador para reiniciar el microcontrolador, así como pines para realizar la programación del mismo por medio del protocolo ISCP que permite programar el microcontrolador sin desconectarlo del circuito diseñado.; se contemplaron 3 entradas analógicas al microcontrolador en caso de que el sistema se utilice para registrar distintas variables o derivaciones a futuro.

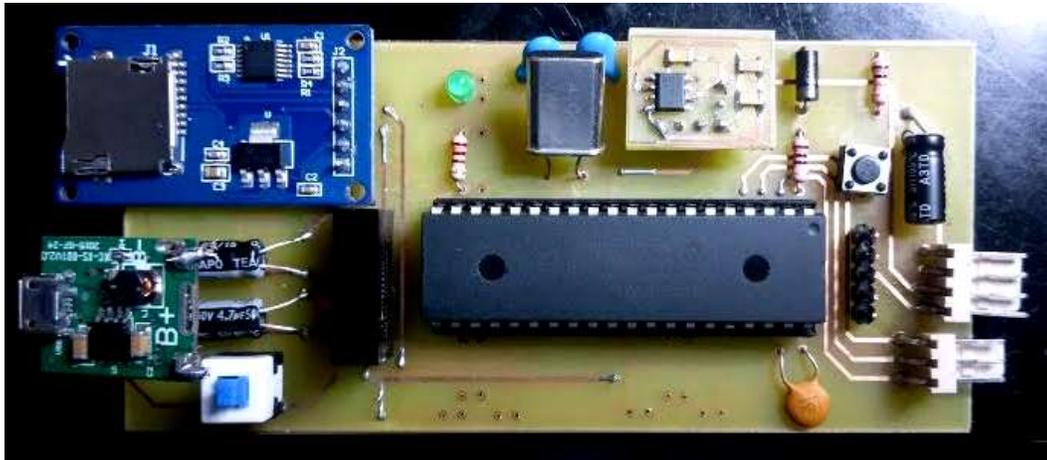


Fig. 40 Prototipo final del sistema de adquisición, alimentación y almacenamiento.

En la figura 40 se muestra el prototipo final del sistema de adquisición, alimentación y almacenamiento previamente descrito.

3.10 Lectura de datos

Una vez que la información es almacenada en la memoria micro SD es necesario procesarla en una PC para poder obtener las gráficas de la señal que se está adquiriendo. Como se mencionó en la sección anterior, la lectura de 12 bits del ADC es separada en dos partes y almacenada en los espacios de memoria de la micro SD; primero la parte baja y luego la parte alta. Es importante tener en cuenta que el orden en el que la información es almacenada no es correcto lo que causará error en la interpretación de la información es por eso que en el proceso de lectura la información tiene que ser invertida para que corresponda directamente a la lectura real del ADC. El buffer

de 512 bytes realmente contiene 256 lecturas del ADC divididas en sus dos partes correspondientes. Por medio del software libre para PC WinHex es posible explorar las localidades de memoria de la micro SD, por medio de este software; se copiarán todas las localidades que hayan sido llenadas para posteriormente pegarlas en un documento de texto con extensión .txt, el cual brinda una facilidad al interactuar con el software donde se desarrolló el algoritmo para el procesamiento de la información.

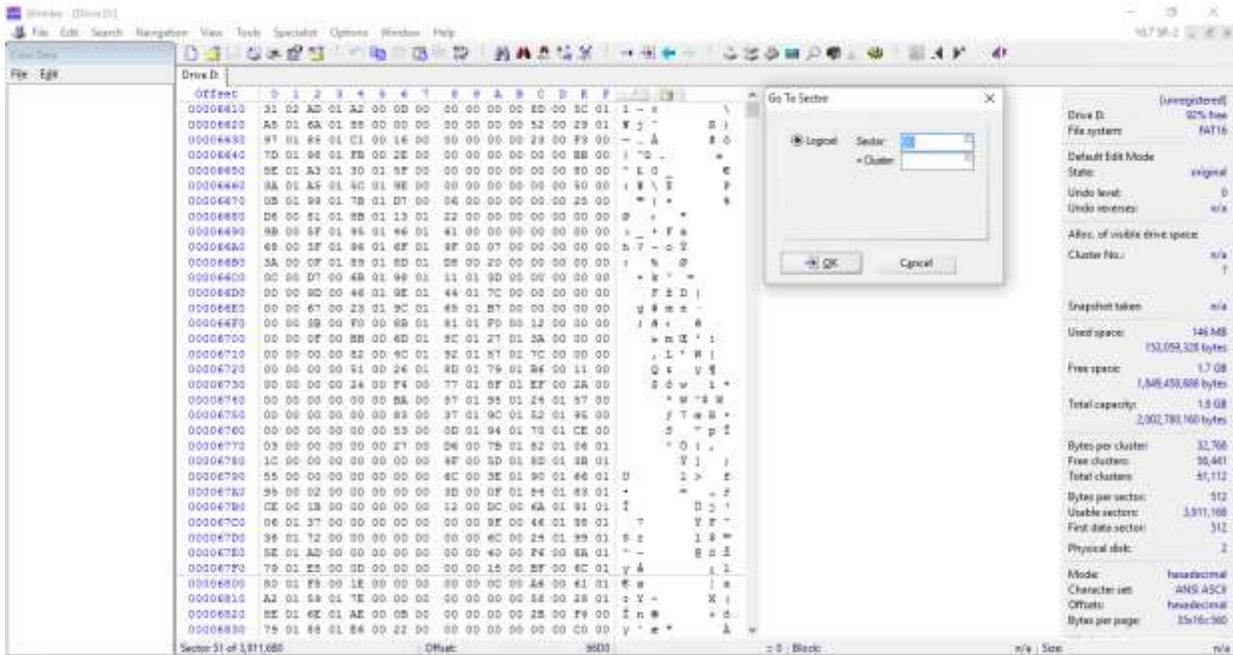


Fig. 41 Pantalla de trabajo principal de WinHex.

En la figura 41 se muestra la pantalla de trabajo de WinHex, mostrando la información contenida en el sector 51 de la memoria micro SD. Los valores que se encuentran dentro de los sectores corresponden a lecturas aleatorias del convertidor analógico-digital del microcontrolador.

Para probar la correcta digitalización y almacenamiento de la información se utilizó un generador de ondas Tektronix AFG3021B el cual cuenta con la herramienta de generar una onda arbitraria a través de un archivo de texto; se utilizó una onda de ECG con una frecuencia de 1

Hz obtenida de [31]. Por medio del software MatLab R2014 versión estudiantil, se realizó un algoritmo capaz de separar y ordenar la información contenida dentro de la memoria micro SD.

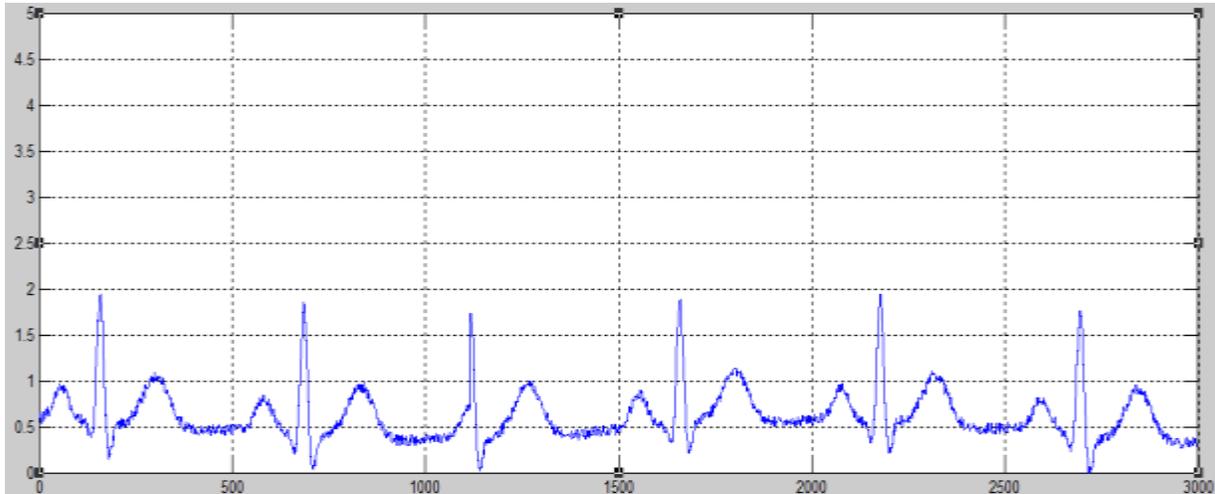


Fig. 42 Señal ECG obtenida de [31].

En la figura 42 se muestra la señal proporcionada por [31] digitalizada y procesa por medio del software MatLab R2014a versión de estudiante.

3.11 Diseño sujetador.

Por medio de un software de diseño 3D, se diseñó el sistema de sujeción para los electrodos y el sistema de ECG. El sujetador se diseñó para adaptarse al pecho de una persona de género masculino con la distancia adecuada para la colocación de los electrodos en configuración para el registro de la derivación II que será utilizada para el registro electrocardiográfico. Un electrodo se colocará debajo del pectoral izquierdo y el otro será colocado directamente sobre el esternón entre los dos pectorales, mientras que el electrodo de referencia será colocado en la parte baja del esternón debajo de uno de los electrodos de medición. En la figura 43 se ilustra el diseño del sujetador siguiendo la topología de colocación de los electrodos para el registro de la derivación II.

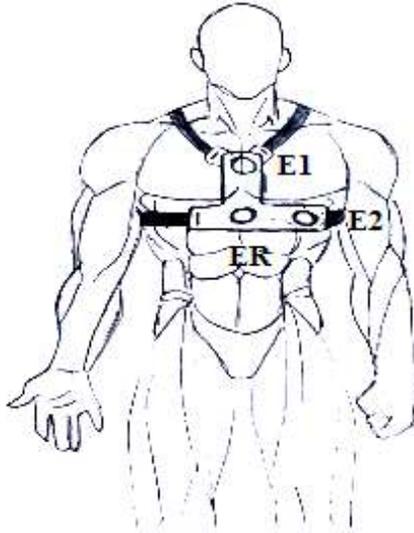


Fig. 43 Modelo ilustrando la posición de los electrodos en el sujetador. E1 corresponde al electrodo 1, E2 corresponde al electrodo 2 y ER corresponde al electrodo de referencia.

Se eligió la derivación II ya que es la derivación que involucra más masa cardiaca de las 3 derivaciones básicas, y suele ser la derivación más observada en registros electrocardiográficos clínicos. El sistema de sujeción fue producido mediante impresión 3D con un material conocido como Flex el cual aporta un grado de flexibilidad importante a la estructura y de esta forma se puede adaptar mejor al tórax. Se sujeta por medio de correas para ajustar por los lados y la parte de arriba asegurando el correcto posicionamiento de los electrodos capacitivos

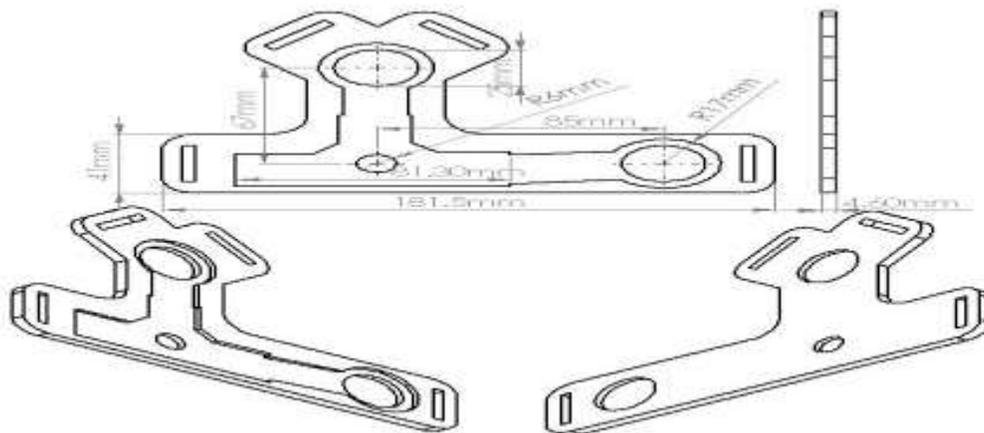


Fig. 44 Sujetador diseñado.

En la figura 44 se muestra el diseño del sujetador, cuenta con los espacios a la medida para que los circuitos impresos utilizados puedan ser colocados fácilmente.

Para el sistema de adquisición y almacenamiento que se muestra en la figura 45 se diseñó un pequeño contenedor para el circuito y la batería recargable que será utilizada, el sistema se montará sobre la correa que ajusta el sistema de sujeción. La caja fue diseñada en un software para diseño y modelado en 3D y producida por medio de impresión 3D, esta vez utilizando un material más rígido como protección al sistema. La caja cuenta con los orificios en la parte delantera para la inserción de la tarjeta de memoria micro SD, así como la entrada mini USB para poder cargar la batería que se está utilizando por medio de un cable mini USB-USB, el contenedor cuenta con un indicador led de encendido del sistema, así como un *switch* pulsador con enclavamiento para el encendido y apagado del sistema. El contenedor diseñado cuenta con pequeños carriles para introducir el circuito impreso diseñado con facilidad dándole estabilidad mecánica y seguridad al sistema.

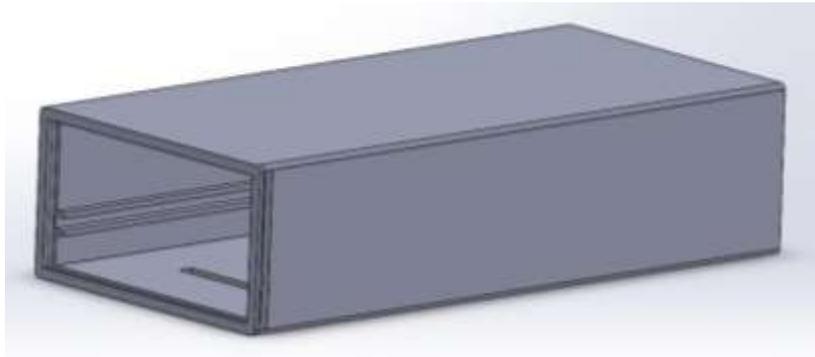


Fig. 45

Capítulo 4

Pruebas y Resultados

4.1 Respuesta en frecuencia

La respuesta en frecuencia del sistema se puede observar en la figura 46 se presenta el diagrama de Bode del filtro pasa altas, así como en la figura. 47 se presenta el correspondiente diagrama al filtro pasa bajas. Los diagramas de Bode fueron generados en el software en línea [18] utilizando la función de transferencia de los filtros y haciendo un barrido de frecuencia.

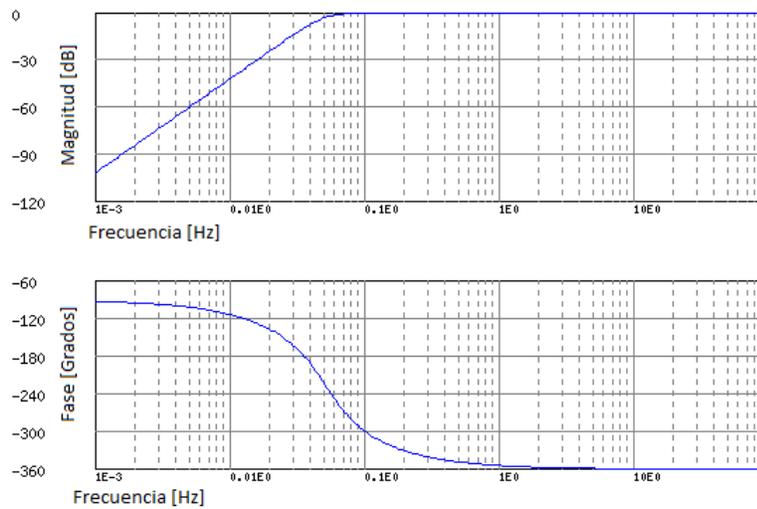


Fig. 46 Diagrama de bode filtro pasa altas.

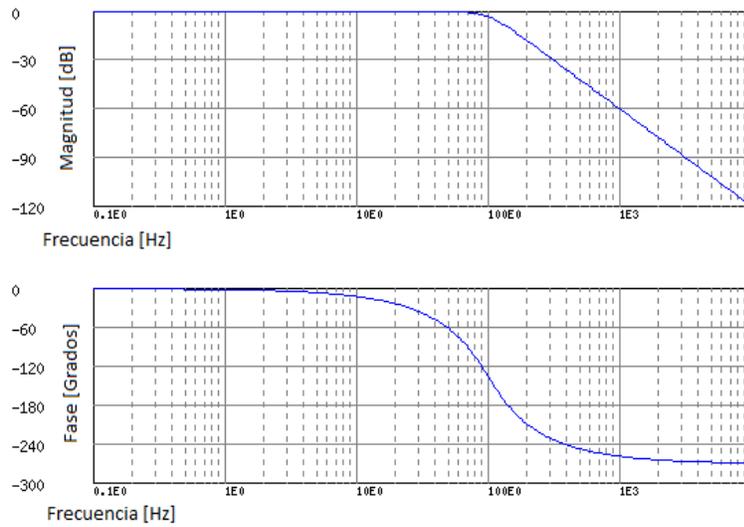


Fig. 47 Diagrama de bode filtro pasa bajos.

4.2 Relación de rechazo al modo común (CMRR).

Para cuantificar uno de los factores que intervienen en la calidad del circuito diseñado, se debe especificar la Relación de Rechazo en Modo Común (CMRR) que matemáticamente se expresa conforme a las ecuaciones (28), (29) y (30).

$$A_d = \left(\frac{V_{od}}{V_{id}} \right) \quad (28)$$

$$A_{cm} = \left(\frac{V_{ocm}}{V_{icm}} \right) \quad (29)$$

$$CMRR = 20 \log \left(\frac{A_d}{A_{cm}} \right) \quad (30)$$

El cálculo de la ganancia en modo diferencial se hizo introduciendo una señal sinusoidal con una amplitud de 20 mV pico a pico y una frecuencia de 60 Hz de un generador de ondas y midiendo la salida del sistema. La ganancia en modo común se hizo introduciendo la misma

señal a la terminal positiva y a la terminal negativa del amplificador de instrumentación, se introdujo una señal de 10 V pico a pico debido a las especificaciones del amplificador utilizado y se midió la salida del sistema. Se utilizó la frecuencia crítica de 60 Hz ya que a esta frecuencia se debe de tener un CMRR mínimo en el sistema de 89 dB para registros de electrocardiografía o 60 dB para registros ambulatorios como lo establece la AAMI (*Association for the Advancement of Medical Instrumentation*) [17].

Tabla 6 Calculo de CMRR.

Modo diferencial		Modo común	
V_{id}	20 mV	V_{icm}	10 V
V_o	4.92 V	V_o	82 mV
A_d	246	A_{cm}	0.0082
CMRR = 89.54 dB			

En la tabla 6 se incluyen los valores de las mediciones de la ganancia en modo diferencial y en modo común para el cálculo del CMRR. El sistema cuenta con un CMRR de 89.54 dB en la frecuencia crítica de 60 Hz el cual cumple con los requerimientos mínimos establecidos por la AAMI.

4.3 Pruebas de blindaje

Se realizaron pruebas de blindaje midiendo la relación señal a ruido en el electrodo capacitivo introduciendo una señal seno con una amplitud de 2 V pico a pico a una frecuencia de 60 Hz. Se escogió la frecuencia de 60 Hz ya que se considera la frecuencia crítica para analizar el sistema al ser la frecuencia que se introduce típicamente en forma de ruido.

4.3.1 Blindaje Pasivo

Se conectó el anillo de guarda que recubre la placa sensora del amplificador directamente a tierra y se midió la amplitud de la señal de salida y la amplitud del ruido que envuelve la señal, el cálculo de la relación señal a ruido se presenta a continuación:

$$SNR = 20 \log \left(\frac{V_{in}}{V_{in(Ruido)}} \right) \quad (31)$$

$$SNR = \left(\frac{1.66 V}{152 mV} \right) = 10.92 \quad (32)$$

Expresado en decibeles:

$$SNR_{dB} = 20 \log \left(\frac{1.66V}{152mV} \right) = 20.76 dB \quad (33)$$

La relación señal a ruido que presenta el electrodo utilizando un blindaje aterrizado es de 20.76 dB.

4.3.2 Blindaje Activo

Se conectó el anillo de guarda del electrodo capacitivo a la salida del seguidor de voltaje que actúa como acoplamiento de impedancias, como se menciona en la sección 3.2.5, y se midió la

amplitud de la señal de salida del electrodo, así como la amplitud del ruido que envuelve a la señal.

$$SNR = \left(\frac{1.92 V}{100 mV} \right) = 19.2 \quad (34)$$

Expresado en decibeles:

$$SNR_{dB} = 20 \log \left(\frac{1.92 V}{100 mV} \right) = 25.66 dB \quad (35)$$

La relación señal a ruido que presenta el electrodo capacitivo cuando se utiliza un blindaje activo es de 25.66 dB.

4.3.3 Blindaje Activo Vref

Como prueba final de blindaje se utilizó un blindaje activo poniendo el anillo de guarda del electrodo capacitivo al voltaje de referencia (Vref) que se utiliza en el diseño del circuito.

$$SNR = \left(\frac{1.66 V}{87 mV} \right) = 19.08 \quad (36)$$

Expresado en decibeles:

$$SNR_{dB} = 20 \log \left(\frac{1.66 V}{87 mV} \right) = 25.61 dB \quad (37)$$

La relación señal a ruido que presenta el electrodo utilizando un blindaje activo a un voltaje de referencia de 2.5 V es de 25.61dB.

4.3.4 Factor de Ruido

El factor de ruido (F) es la relación de la relación señal a ruido de entrada entre la señal a ruido de salida. El factor de ruido nos indica la degradación en la relación señal a ruido y se escribe como:

$$F = \left(\frac{SNR \text{ Entrada}}{SNR \text{ Salida}} \right) \quad (38)$$

En términos de decibeles la expresión es:

$$F_{dB} = 10 \log(F) \quad (39)$$

Calculando el factor de ruido para la relación señal a ruido cuando el blindaje es pasivo se tiene:

Se calcula la relación señal a ruido de entrada que corresponde a la señal del generador de ondas donde se utilizó una señal seno de 2 V pico a pico a una frecuencia de 60 Hz y se midió la amplitud de ruido de la envolvente de la señal que corresponde a 44.08 mV:

$$SNR = \left(\frac{2.04 \text{ V}}{44.08 \text{ mV}} \right) = 46.27 \quad (40)$$

Utilizando la SNR de salida que corresponde a la del electrodo capacitivo con un blindaje activo se obtiene:

$$F = \left(\frac{46.27}{19.2} \right) = 2.41 \quad (41)$$

Expresando el factor de ruido en dB:

$$F_{dB} = 10 \log \left(\frac{46.27}{19.2} \right) = 3.81 \text{ dB} \quad (42)$$

Ahora se calcula el factor de ruido para el electrodo capacitivo utilizando el método de blindaje pasivo:

$$F = \left(\frac{46.27}{10.92} \right) = 4.23 \quad (43)$$

Expresando el factor de ruido en dB:

$$F_{dB} = 10 \log \left(\frac{46.27}{19.2} \right) = 6.27 \text{ dB} \quad (44)$$

Por último, se calcula el factor de ruido para el electrodo capacitivo utilizando un blindaje activo a un voltaje de referencia Vref.

$$F = \left(\frac{46.27}{19.08} \right) = 2.42 \quad (45)$$

Expresando el factor de ruido en dB:

$$F_{dB} = 10 \log \left(\frac{46.27}{19.08} \right) = 3.84 \text{ dB} \quad (46)$$

En la Tabla 7 se muestran todos los resultados de los cálculos de relación señal a ruido de la señal de entrada, así como la relación señal a ruido del electrodo capacitivo para los 3 distintos tipos de blindaje.

Tabla 7 Valores calculados de factor de ruido y relación señal a ruido.

	Blindaje Activo	Blindaje Pasivo	Blindaje Activo (Vref)
SNR(dB)	25.66 dB	20.76 dB	25.61 dB
F(dB)	3.81 dB	6.27 dB	3.84 dB

Como se observa en la Tabla 7, el utilizar un blindaje activo en el electrodo capacitivo mejora significativamente la relación señal a ruido ya sea utilizando un blindaje activo por medio de la

retroalimentación del seguidor de voltaje o al utilizar el voltaje de referencia (V_{ref}), en comparación a utilizar un blindaje pasivo aterrizando el anillo de guarda que rodea el electrodo. El blindaje pasivo disminuye la relación señal a ruido al atenuar la señal de entrada y aumentar el ruido en ella, aumentando el factor de ruido lo cual demuestra un deterioro considerable en la relación señal a ruido. Al comparar los blindajes activos por medio de experimentación se escoge el blindaje activo conectando la guarda a la salida del amplificador ya que es el que presenta mejor relación señal a ruido y menor factor de ruido.

4.4 Atenuación del electrodo y distorsión armónica total

Para probar el efecto de atenuación de la señal en el electrodo capacitivo y la distorsión armónica total se hicieron pruebas utilizando distintos materiales dieléctricos de diferentes grosores entre el electrodo capacitivo y la fuente de señal. En la Tabla 8 se encuentran los valores de la señal de salida del electrodo capacitivo cuando la fuente de señal tiene una onda seno de 2 V pico a pico a una frecuencia de 60 Hz. Por medio del analizador de espectros modelo *SR760 FFT* de la compañía *Stanford Research System*, se obtuvo la distorsión armónica total (THD).

Tabla 8 Valores calculados de factor de ruido y relación señal a ruido.

Dieléctrico	Grosor del material (mm)	Amplitud de la señal (Vpp)	THD (%)
Sin Dieléctrico	0	1.9	1.40
Algodón 1	0.2	1.85	2.00
Algodón 2	0.4	1.6	2.40
Poliamida	0.5	1	2.60
Microfibra	0.6	0.62	3.80
Acrílico 1	2.5	0.56	3.80
Acrílico 2	5.5	0.3	4.00
Acrílico 3	10	0.26	4.89

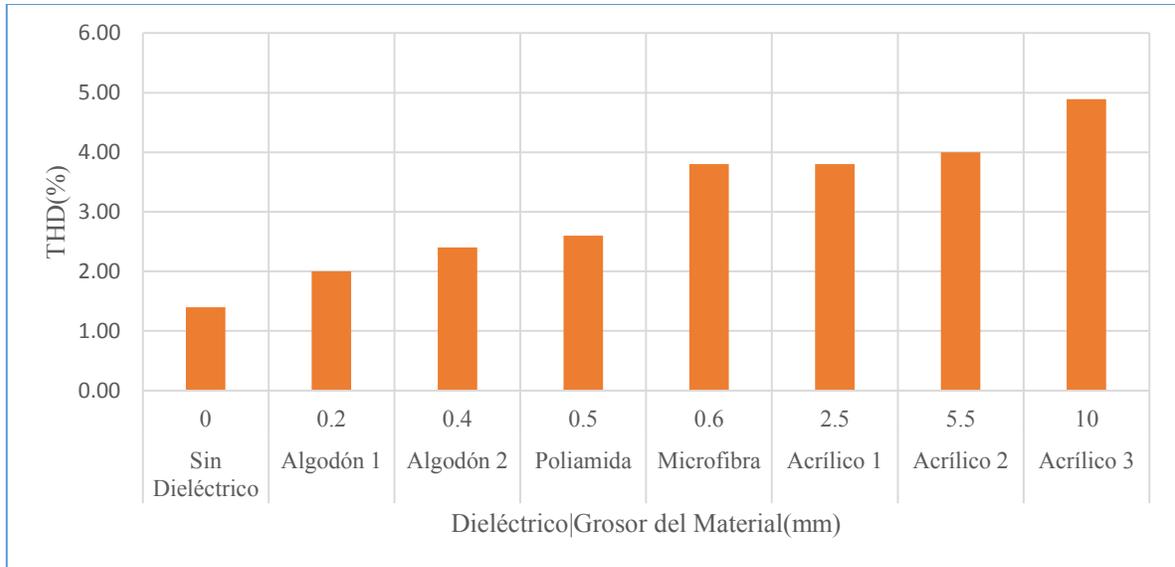


Fig. 48 Distorsión armónica total en el electrodo capacitivo para distintos materiales dieléctricos.

En la figura 48 se muestra un gráfico de barras demostrando el aumento de la distorsión armónica total con respecto al material dieléctrico entre la fuente de señal y el electrodo capacitivo; se probaron distintos grosores de telas y de acrílicos para medir este parámetro.

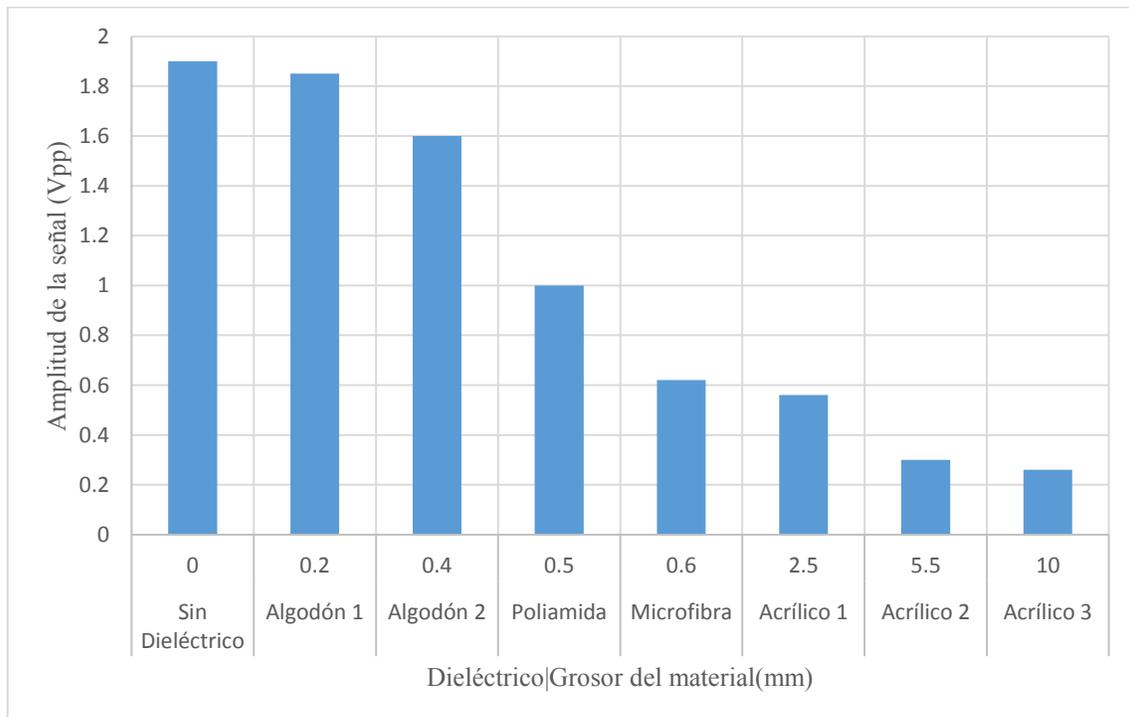


Fig. 49 Atenuación de la señal utilizando distintos materiales dieléctricos.

En la figura 49 se muestra un gráfico de barras ilustrando la atenuación de la señal al utilizar los dieléctricos mencionados anteriormente, se observa que la señal tiende a disminuir en amplitud con respecto al grosor del material, para obtener la menor atenuación y la distorsión armónica total más baja el electrodo tiene que estar a una separación mínima con la fuente de señal teniendo únicamente como dieléctrico la máscara antisoldante y la capa de barniz protectora.

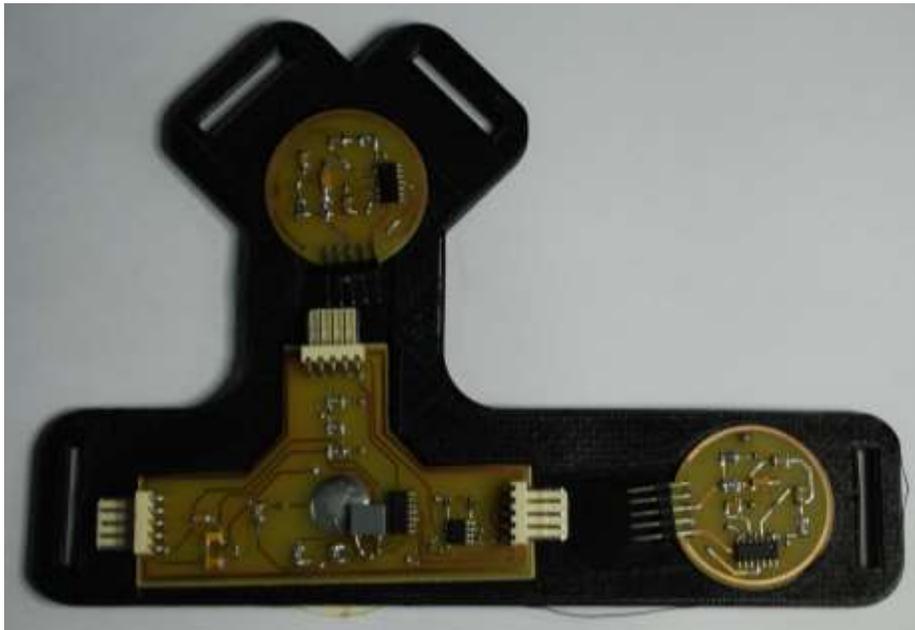


Fig. 50 Sistema de registro prototipo final parte frontal.



Fig. 51 Sistema de registro prototipo final parte trasera.

En la figura 50 y figura 51 se muestra el diseño final del prototipo que incluye el sistema de registro y dos electrodos capacitivos de medición incorporados en el sistema de sujeción diseñado para poder registrar la derivación II.

Para la obtención de la señal electrocardiográfica se hicieron dos pruebas principales; En la primera prueba se utilizó la señal arbitraria [31] haciendo uso del generador de ondas, colocando la terminal positiva del generador a una superficie de cobre y la referencia del generador a otra superficie de cobre independiente, los electrodos capacitivos diseñados fueron colocados sobre las superficies de cobre utilizando como material dieléctrico papel acetato con un grosor de 0.1 mm.

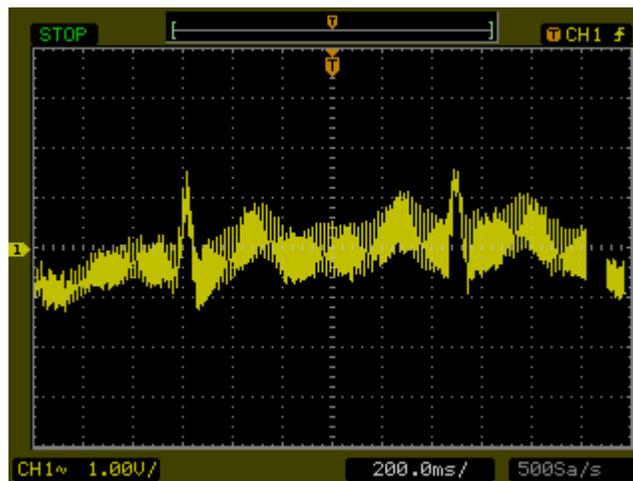


Fig. 52 Señal simulada de ECG [31] obtenida a través del arreglo de electrodos capacitivos.

En la figura 52, se puede observar la señal de ECG obtenida utilizando los electrodos capacitivos diseñados y construidos, la señal introducida a las superficies de cobre corresponde a una señal de 20 mV pico a pico a una frecuencia de 1 Hz. La señal de ECG obtenida se encuentra envuelta en ruido de 60 Hz debido a la alta sensibilidad del electrodo al ruido.

Para la segunda prueba se colocaron los electrodos capacitivos directamente sobre la piel se hicieron registros de dos personas para la obtención de la señal de ECG en la derivación II mediante el arreglo descrito en la sección anterior.

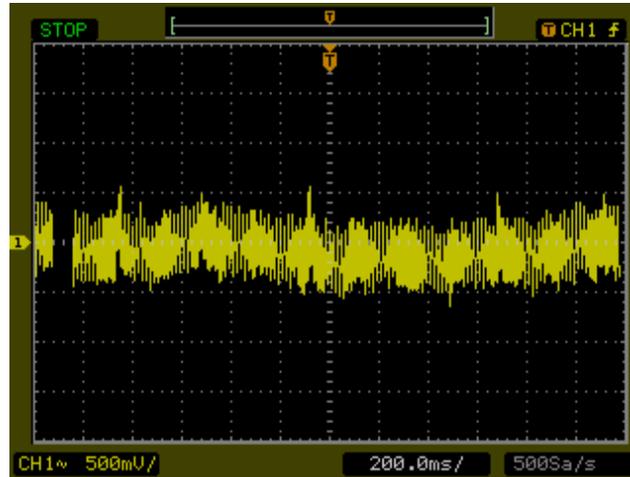


Fig. 53 Registro ECG persona 1.

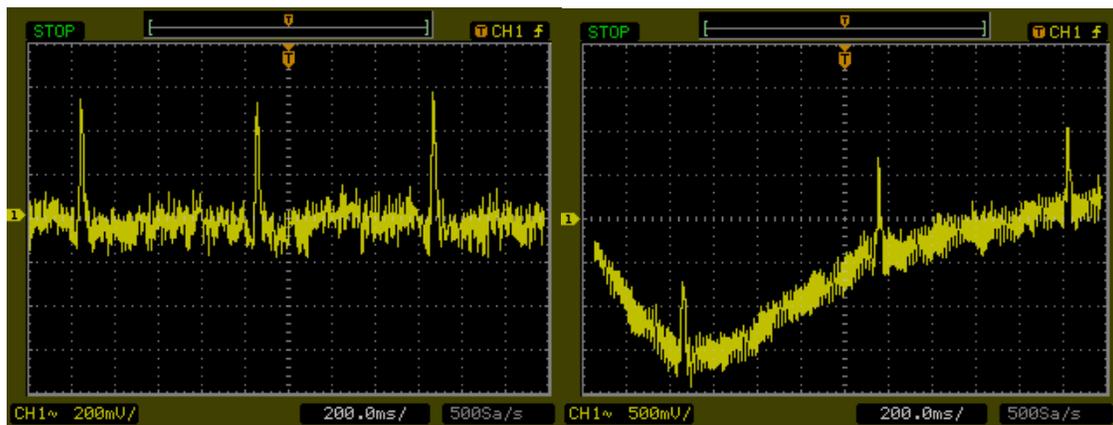


Fig. 54 Registro ECG persona 2.

En la figura 53 y figura 54 se muestran los registros de ECG para 2 personas utilizando el arreglo de electrodos capacitivos haciendo contacto con la piel utilizando como material dieléctrico la máscara antisoldante y una capa de barniz para aislar las terminales y no introducir ruido al sistema, se observa que las dos señales se encuentran envueltas en ruido de 60 Hz. En la figura 53 derecha se puede observar el artefacto de respiración que es introducido en la señal lo cual cambia modifica constantemente la línea de base.

Capítulo 5

Conclusiones y Perspectivas

En este trabajo se describió el diseño, desarrollo, análisis y caracterización de electrodos capacitivos para detectar señales electrocardiográficas. Mediante el análisis se demostró que para lograr un correcto acoplamiento capacitivo es necesario utilizar un amplificador operacional con una impedancia de entrada muy grande. El amplificador de acoplamiento utilizado (LMP7701), permitió realizar un acoplamiento capacitivo adecuado sin atenuar considerablemente la señal de entrada ayudando a mejorar el rendimiento del electrodo.

El diseño y construcción de los electrodos capacitivos se realizó utilizando componentes de montaje superficial (SMD), los cuales ayudan en la miniaturización del circuito a construir, se utilizó un arreglo de placas paralelas donde la placa superior cuenta con el circuito de acondicionamiento y la placa inferior es la placa sensora con mascara antisoldante que se integra al espacio entre éste y la piel para definir el dieléctrico.

Con el sistema desarrollado fue posible obtener el registro electrocardiográfico por medio de un arreglo de electrodos capacitivos y almacenar la información en una memoria micro SD de para su posterior análisis.

Se comprobó la utilidad de los electrodos capacitivos para poder detectar señales biológicas sin necesidad de tener un contacto de forma directa, es posible utilizar los electrodos capacitivos a través de distintos materiales y telas para la obtención de bioseñales. Sin embargo, su aplicación requiere asegurar la definición de factores como la distancia que define el dieléctrico, las características de los dispositivos de acoplamiento y acondicionamiento, así como los circuitos para eliminar el ruido.

Las señales electrocardiográficas obtenidas por medio de los electrodos capacitivos diseñados y construidos en este trabajo presentan todavía interferencia importante de ruido de 60 Hz.

Para mejorar la relación señal a ruido se debe de aproximar el valor de la resistencia optima de ruido (R_o) al valor de la impedancia de la fuente tal como lo dicta el teorema de máxima transferencia de potencia, Esto requiere de amplificadores operacionales con mejores características en su densidad de ruido de voltaje y corriente.

Todo el sistema es alimentado por medio de una batería recargable Li-Po de 500 mAh la cual es capaz de proveer energía al sistema hasta por 3 horas, el sistema de registro, a pesar de tener una memoria de baja capacidad puede hacer registros hasta por 30 por días, a la frecuencia de muestreo que fue diseñado el sistema, por lo tanto, la única limitante para registros de mayor duración es la alimentación y un correcto acoplamiento capacitivo en los electrodos de medición.

Como trabajo a futuro se propone minimizar el sistema de adquisición y alimentación utilizando el microcontrolador en su empaquetado de montaje superficial, así como el convertidor DC-DC por uno de mayor eficiencia y menor tamaño.

Elaborar un algoritmo de análisis automático de la información capaz de leer el contenido de la memoria micro SD y desplegarlo gráficamente en una interfaz gráfica amigable para el usuario final.

Diseñar un electrodo capacitivo haciendo uso de circuitos impresos multi-capa y tecnología de orificio metalizado tratando de disminuir el ancho del electrodo, así como el ruido inducido por el acople mecánico que existe al utilizar el método de placas paralelas.

Construir un electrodo capacitivo utilizando una placa sensora del tipo esférica que pueda ser presionada contra la piel o material utilizado envolviendo el electrodo con la fuente de señal a medir asegurando un mejor acoplamiento capacitivo.

Incluir una etapa de filtrado extra para el sistema para asegurar la supresión total de la señal de línea de 60 Hz, así como un circuito corrector de basal para eliminar el artefacto de la respiración y otras interferencias que alteren la línea de base de la señal.

Diseñar un sistema de sujeción que pueda ser utilizado más cómodamente por mujeres y utilizando otras derivaciones para el registro.

Elaborar un sistema de blindaje para cada electrodo capacitivo para disminuir las interferencias y ruido externo.

Referencias

- [1] D. N. Mathias, Sung-il Kim, Jae-soon Park, Yeun-Ho Joung, Won Seok Choi “Electrode characteristics of non-contact electrocardiographic measurement” Transactions On Electrical and Electronic Materials. Vol. 16, No. 1, pp. 42-45, February 25, 2015.
- [2] Kunal Mankodiya, Yassir Ali Hassan, Ulrich G. Hofmann, “Textile electrodes in a body belt to capture and process ECG signals” Institute for Signal Processing University of Luebeck, Luebeck, Germany.
- [3] Yu M. Chi and Gert Cauwenberghs, “Wireless Non-Contact EEG/ECG Electrodes for body, sensor networks”, University of California San Diego, la Jolla, CA 92093
- [4] Leslie Cromwell. “Instrumentación y medidas biomédicas”. Boixareu Editores. Barcelona, España. 2007 pp 50,51
- [5] Tortora J, Gerard Grabowski, Reynolds Sandra, “Principios de Anatomía y Fisiología”, Oxford, pp 700.
- [6] Arthur C. Guyton y John E. Hall “Tratado de fisiología medica” Mc Graw Hill, Edición 12 pp115-120.
- [7] Texas Heart Institute 25/Agosto/2016 3:35 pm
http://www.texasheart.org/HIC/anatomy_Esp/anato_sp.cfm
- [8] García González M. Teresa, G. Aída Jiménez; Ma. del R. Ortiz P. “Potenciales bioeléctricos: origen y registro” Departamento de Ingeniería Eléctrica 1998, pp 290. ISBN 970-654-137-3
- [9] Delgado Rivera, Javier “Sistema modular utilizando electrodos no invasivos de alta sensibilidad para la adquisición de señales bioeléctricas”. México D.F. 2014. ESIME, IPN. Tesis de Maestría.
- [10] Varela-Benitez J.L, Rivera-Delgado, J.O, Espina-Hernández J.H, De la Rosa-Vásquez J.M. “Electrodo Capacitivo de alta sensibilidad para la detección de biopotenciales eléctricos” Revista Mexicana de Ingeniería Biomédica, Vol. 36, No. 2 May-Ago 2015 pp 131-142

- [11] Asencio Mújica, Saúl “Adquisición de señales EEG con bioelectrodos no-invasivos de alta sensibilidad” México 2011 ESIME, IPN Tesis de Maestría.
- [12] Enrique Spinelli and Marcelo Haberman, “Insulating electrodes: a review on biopotential front ends for dielectric skin-electrode interfaces”, IOP Publishing, *Physiol. Meas.* 31 (2010) S183-S198.
- [13] Gari D. Clifford, Francisco Azuaje, Patrick E. McSharry “Advanced Methods and Tools for ECG Data Analysis (Engineering in Medicine & Biology)” Chapter 3 “ECG Statistics, Noise, Artifacts, and Missing Data”, pp 55-93. 2006.
- [14] C.J. Harland, T.D. Clark, and R.J. Prance, “Electric potential probes-new directions in the remote sensing of the human body”, *Measurement Science and Technology* 13, pp. 163–169, February 2002.
- [15] Yu M. Chi, Stephen R. Deiss and Gert Cauwenberghs, “Non-contact Low Power EEG/ECG Electrode for High Density Wearable Biopotential Sensor Networks”, 2009 *Body Sensor Networks*, pp. 246–250.
- [16] Chi, Y. M., Ng. P., and Cauwenberghs, G. 2013. “Wireless noncontact ECG and EEG biopotential sensors”. *ACM Trans. Embedd. Comput. Syst.* 12, 4, Article 103 (June 2013), 19 pages. DOI: <http://dx.doi.org/10.1145/2485984.2485991>
- [17] Association for the Advancement of Medical Instrumentation, “American National Standard Diagnostic electrocardiographic devices” ANSI/AAMI EC11:1991/(R)2001
- [18] Software en línea para el diseño de filtros. 29/Agosto/2016 12:45 pm
<http://sim.okawa-denshi.jp/en/Fkeisan.htm>
- [19] Yu M. Chi, Patrick Ng, Erick Kang, Joseph Kang, Jenniffer Fang and Gert Cuwenberghs, “Wireless Non-Contact Cardiac and Neural Monitoring”, *Wireless Health 2010*, October 5-7, 2010, San Diego, USA.
- [20] Yu Mike Chi, Tzyy-Ping Jung and Gert Cauwenberghs, “Dry-Contact and Noncontact Biopotential Electrodes: Methodological Review”, *IEEE Reviews in Biomedical Engineering*, Vol. 3, 2010.

[21] Chi, Y. M. Chi. and Gert Cauwenberghs ,“Micropower Non-contact EEG Electrode with Active Common-Mode Noise Suppression and Input Capacitance Cancellation”, 31st Annual International Conference of the IEEE EMBS, Minneapolis, Minnesota, USA, September 2-6, 2009.

[22] Hoja de datos AD620 29/Agosto/2016 12:44 pm.
<http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD620.pdf>

[23] Hoja de datos OPA4227/OPA227 29/Agosto/2016 12:45 pm.
<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa4227.pdf>

[24] Hoja de datos LMP770x 29/Agosto/2016 12:47 pm.
<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lmp7701.pdf>

[25] Bruce B. Winter, John G. Webster, “Driven-Right-Leg Circuit Design” IEE Transactions of biomedical engineering Vol. BME-30, NO. 1

[26] Gabriel Vasilescu, “Electronic Noise and Interfering Signals Principles and Applications”, Springer, 2005, ISBN 3-540-40741-3.

[27] Ramón Pallás Areny. “Sensores y acondicionadores de señal”. 4ta edición, editorial Marcombo, 2003.

[28] C.D. Motchenbacher, J.A. Connelly. “Low-Noise Electronic System Design”. 1993. USA.

[29] “Op Amp Noise Relationships: 1/f Noise, RMS Noise, and Equivalent Noise Bandwidth”. MT-048 Tutorial. Analog Devices.

[30] Hoja de datos dsPIC30F3014 17/Septiembre/2016 4:00 pm.
<http://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/70138c.pdf>

[31] Modelo de señal ECG para el generador de ondas Tektronix AFG3021B
17/Septiembre/2016 3:00pm

<http://www.ee.washington.edu/faculty/darling/ee436s15/labinfo.html>

