

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA INFORMÁTICA
Ingeniería de la Salud

Diseño de cabezal de adquisición para biopotenciales
Biopotentials acquisition front-end design

Realizado por
Javier López Navas
Tutorizado por
José de Oliva Rubio
Departamento
Ingeniería de Comunicaciones

UNIVERSIDAD DE MÁLAGA
MÁLAGA, Junio de 2015

Fecha defensa: Septiembre de 2015
El Secretario del Tribunal

Resumen:

La monitorización del funcionamiento del corazón se realiza generalmente por medio del análisis de los potenciales de acción generados en las células responsables de la contracción y relajación de este órgano.

El proceso de monitorización mencionado consta de diferentes partes. En primer lugar, se adquieren las señales asociadas a la actividad de las células cardíacas. La conexión entre el cuerpo humano y el sistema de acondicionamiento puede ser implementada mediante diferentes tipos de electrodos – de placa metálica, de succión, top-hat, entre otros. Antes de la adquisición la señal eléctrica recogida por los electrodos debe ser acondicionada de acuerdo a las especificaciones de la entrada de la tarjeta de adquisición de datos (DAQ o DAC). Básicamente, debe amplificar la señal de tal manera que se aproveche al máximo el rango dinámico del cuantificador. Las características de ruido del amplificador requerido deben ser diseñadas teniendo en cuenta que el ruido interno del amplificador no afecte a la interpretación del electrocardiograma original (ECG).

Durante el diseño del amplificador se han tenido en cuenta varios requisitos. Deberá optimizarse la relación señal a ruido (SNR) de la señal entre la señal del ECG y el ruido de cuantificación. Además, el nivel de la señal ECG a la entrada de la DAQ deberá alcanzar el máximo nivel del cuantificador. También, el ruido total a la entrada del cuantificador debe ser despreciable frente a la mínima señal discernible del ECG

Con el objetivo de llevar a cabo un diseño electrónico con esas prestaciones de ruido, es necesario llevar a cabo un minucioso estudio de los fundamentos de caracterización de ruido. Se han abarcado temas como la teoría básica de señales aleatorias, análisis espectral y su aplicación a la caracterización en sistemas electrónicos. Finalmente, todos esos conceptos han sido aplicados a la caracterización de las diferentes fuentes de ruido en los circuitos con amplificadores operacionales.

Muchos prototipos de amplificadores correspondientes a diferentes diseños han sido implementados en placas de circuito impreso (PCB – Printed Board Circuits). Aunque el ancho de banda del amplificador operacional es adecuado para su implementación en una ‘protoboard’, las especificaciones de ruido obligan al uso de PCB. De hecho, los circuitos implementados en PCB son menos sensibles al ruido e interferencias que las ‘protoboard’ dadas las características físicas de ambos tipos de prototipos.

Palabras clave:

- Electrocardiograma (ECG).
- Acondicionamiento de señal.
- Densidad espectral de potencia.
- Fuentes de ruido.
- Color del ruido
- Amplificador operacional.
- Tarjeta de circuito impreso (PCB).
- Tarjeta de adquisición de datos (DAQ).

Abstract:

The heart performance monitoring is usually performed by means of the analysis of the action potentials generated in the cells responsible for the contraction and relaxation of this organ.

The referred monitoring process consists of different parts. First, the electrical signal associated to the cardiac cells activity is acquired. The connection from the human body to the acquisition system may be implemented using different types of electrodes - metal plate, suction, top-hat, among others. Before the acquisition the electrical signal collected by the electrodes has to be conditioned to match the specifications of the data acquisition card (DAC) input. Basically, it must be properly amplified so that the signal level take full advantage of the quantifier dynamic range. The noise characteristic of the required amplifier has to be carefully designed, so that the internal noise of the amplifier does not affect the original electro cardiogram (ECG) signal reading.

During the amplifier design, several requirements have been considered. The signal to noise ratio (SNR) from the ECG signal to the quantization noise must be optimized. Thus, the ECG signal level at the DAC input must reach the maximum level of the quantifier. Also, the total noise at the quantifier input must be negligible when compared with the quantization noise. Therefore, the total noise voltage at the amplifier output must be lower than the minimum useful value of the ECG signal.

In order to carry out an electronic design with noise specifications, a thorough study of the noise characterization foundations is mandatory. The basic theory of random signals, spectral analysis and their application to noise characterization in electronic systems has been studied. Finally all these concepts have been applied to the characterization of the different sources of noise in operational amplifier circuits.

Several amplifier prototypes correspondent to different designs have been implemented in printed circuit boards (PCB). Even though the amplifier operational bandwidth is suitable to its implementation in a 'protoboard', the noise specifications demanded the use of PCB. As a matter of fact, PCB implemented circuits are far more robust to noise and interference than 'protoboard' ones given the physical characteristics of both types of prototypes.

Key words

- Electrocardiogram (ECG).
- Signal conditioning.
- Espectral power density.
- Noise sources.
- Noise colors.
- Operational amplifier.
- Printed Board Circuit (PCB).
- Data Aquisition System (DAQ).

Índice

1.	Introducción	9
2.	Repaso de las características básicas de un electrocardiograma (ECG).	10
2.1	Introducción al sistema cardiovascular.....	10
2.2	Origen de la actividad eléctrica del corazón	11
2.3	Interpretación de un electrocardiograma (ECG).....	12
2.4	Causas y características de cada una de las fases correspondientes a cada ciclo cardíaco ..	13
2.5	Métodos de adquisición de la señal eléctrica del corazón.....	16
3.	Estudio sobre el ruido.....	20
3.1	Introducción, definición de señal aleatoria.	20
3.2	Diferentes tipos de ruido, origen y caracterización.	21
3.2.1	Suelo de ruido.....	21
3.2.2	Relación señal/ruido	22
3.2.3	Colores del ruido.....	22
3.3	Fuentes de ruido.....	22
3.3.1	Ruido térmico	22
3.3.2	Ruido shot.....	23
3.3.3	Ruido flicker.....	24
3.3.4	Ruido burst o popcorn	24
3.3.5	Ruido avalancha.....	24
3.4	Múltiples fuentes de ruido.	24
3.5	Modelo de amplificadores operacionales con ruido.....	25
4.	Estudio sobre las diferentes topologías de amplificadores de biopotenciales.	28
4.1	Amplificador diferencial simple basado en un solo amplificador operacional.....	28
4.2	Amplificador de biopotenciales basado en dos amplificadores operacionales.....	30
4.3	Amplificador de biopotencial basado en 3 amplificadores operacionales.....	31
5.	Diseño del sistema de acondicionamiento de señal.....	33
5.1	Ganancia de la etapa diferencial	34
5.2	Ajuste fino de la ganancia mediante el uso de potenciómetros	34
5.3	Cálculos de ruido	36
5.3.1	Ruido de discretización.....	36
5.3.2	Ruido etapa preamplificación	37
5.3.3	Ruido etapa diferencial.....	39
5.4	Filtro paso bajo	44

5.5	Elección del amplificador operacional	45
6.	Implementación y caracterización de un prototipo.....	47
6.1	Proceso de fabricación	49
6.2	Mediciones.....	50
6.2.1	Medida de la respuesta en frecuencia.....	50
6.2.2	Medida del ruido interno.....	54
7.	Conclusiones y líneas futuras de trabajo	57
8.	Bibliografía	59

1.Introducción

El ruido es un aspecto muy importante en el proceso de adquisición de señales, se trata de una señal aleatoria que puede ser generada tanto por fuentes internas al propio sistema (componentes electrónicos, dispositivos,...), como por fuentes externas al mismo (red eléctrica, campos electromagnéticos,...).

Las prestaciones de los sistemas de adquisición son de extrema importancia para los sistemas de diagnóstico basados en el procesado digital de señal. El diseño del cabezal de acondicionamiento de señal es un punto clave en el proceso de diseño de un sistema de adquisición de biopotencial, esto se debe a que una vez añadido el ruido no se puede separar de la señal deseada, en la figura 1 se muestra el esquema de un sistema de adquisición de biopotenciales completo. Los amplificadores operacionales son unos dispositivos muy eficientes y versátiles, y debido a que se encuentran en el rango de frecuencias de los biopotenciales van a ser utilizados en el diseño. Otro de los factores que sugieren el uso de un amplificador operacional es que el rango de medida de la tarjeta de adquisición de datos a emplear va desde $-0.2V$ a $0.2V$ y la señal del electrocardiograma (ECG) posee una amplitud del orden de las décimas de milivoltio[1], lo cual hace necesaria la amplificación de la parte de la señal procedente de los electrodos correspondiente al rango del ECG.

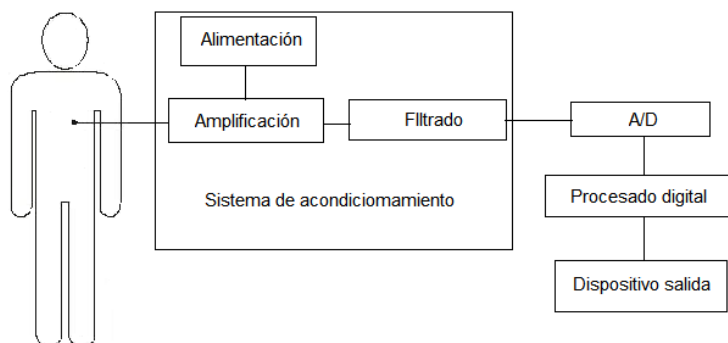


Figura 1. Diagrama de bloques de un sistema de adquisición de biopotenciales.

El objetivo de este Trabajo de Fin de Grado es el diseño, implementación y caracterización de un cabezal bajo unas especificaciones determinadas de ruido, para ello hay que seguir los siguientes pasos:

1. Estudiar el concepto de ruido como señal aleatoria.
2. Estudiar los tipos de ruido.
3. Estudiar el ruido en los amplificadores operacionales.
4. Conectar lo anterior con el ruido de cuantificación del conversor analógico-digital para establecer las especificaciones de diseño de un amplificador.
5. Diseño e implementación de un amplificador biopotencial.

Se adaptará la señal de ECG para su adquisición con una tarjeta de adquisición de datos NI PCI-6115 DAQ Multifunción para Muestreo Simultáneo de 12 bits a $10 MS/s$ /canal mediante el diseño del cabezal adaptador para unas determinadas prestaciones de ruido.

2. Repaso de las características básicas de un electrocardiograma (ECG).

2.1 Introducción al sistema cardiovascular

El sistema cardiovascular tiene como misión principal el transporte de gases y nutrientes y la eliminación de desechos. Para ello, utiliza la sangre como medio de transporte, circulando a través de todo el sistema gracias al corazón, que actúa como una bomba que controla el flujo de la sangre por los vasos sanguíneos. En la figura 2 puede observarse un diagrama del sistema [2]

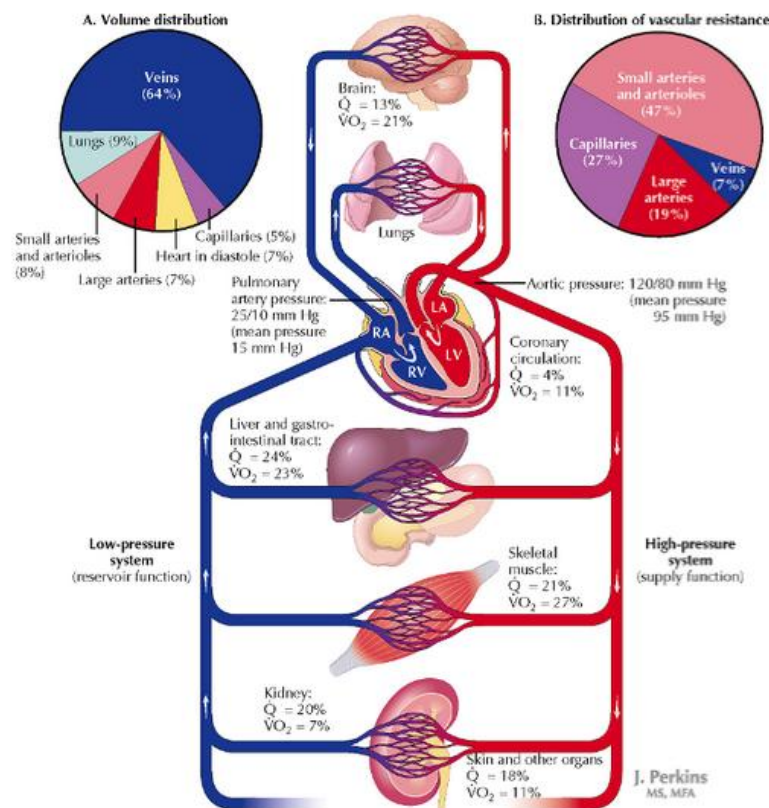


Figura 2. Esquema general de circulación. Representa la distribución del flujo de sangre hacia los órganos como porcentaje del gasto cardíaco y la utilización del oxígeno en relación con el consumo total de O_2 . Los gráficos sectoriales muestran la distribución del volumen de sangre por todo el sistema (A) y la distribución de la resistencia vascular como porcentaje de la resistencia total (B) [2].

2.2 Origen de la actividad eléctrica del corazón

Los movimientos de relajación y contracción de las aurículas y ventrículos necesarios para cada ciclo cardíaco son posibles gracias a que las células del corazón son excitables. En ellas pueden generarse y propagarse potenciales de acción. En la figura 3 se observan las partes principales implicadas en la actividad eléctrica del corazón:

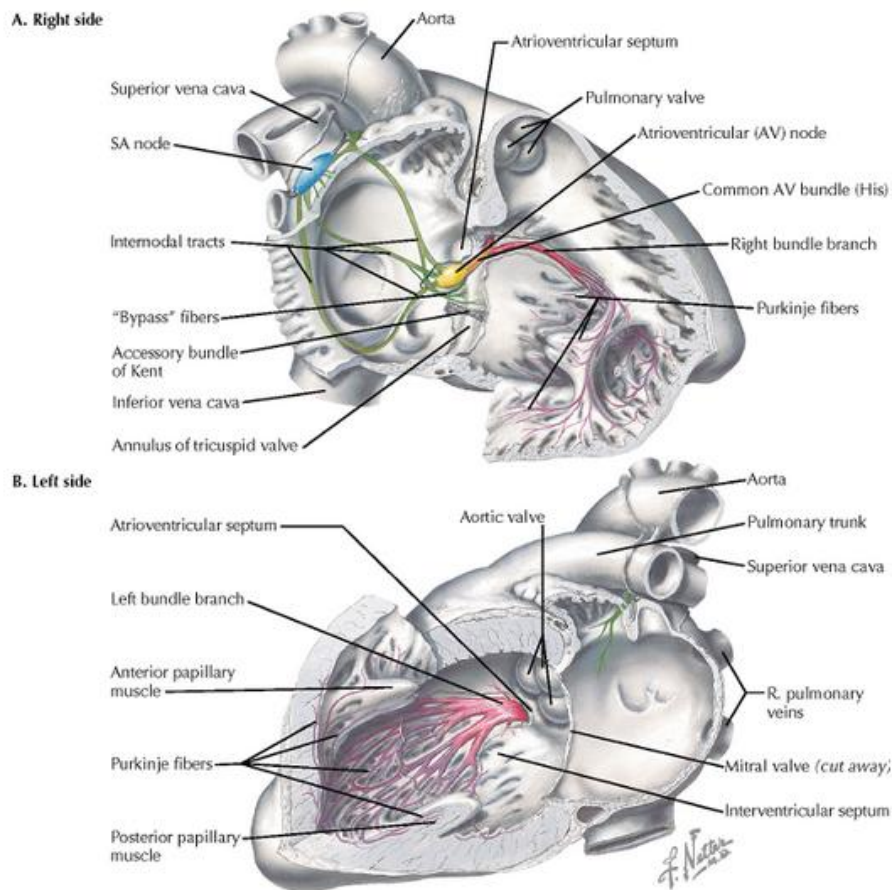


Figura 3. Sistema de conducción eléctrica del corazón [2].

El nódulo sinoauricular (SA, marcado en azul) es el marcapasos de la actividad eléctrica del corazón. Está formado por miocardiocitos no contráctiles, cuya despolarización da origen a la contracción del músculo cardíaco. Estos impulsos eléctricos se desplazan a través de las fibras internodales hacia el nódulo aurículoventricular (AV, marcado en amarillo), donde tras un breve retardo son conducidos por el Haz de His y posteriormente por las fibras de Purkinje hacia los ventrículos.

2.3 Interpretación de un electrocardiograma (ECG)

Cuando se produce la despolarización de una parte del miocardio, ésta adquiere una carga negativa en relación con el resto del corazón, originándose un dipolo entre ambas partes. Si la corriente se aleja del electrodo de registro (en el caso de las derivaciones unipolares) o del electrodo positivo (en el caso de las bipolares), se produce una deflexión negativa en el ECG, y si se acerca se produce una deflexión positiva, tal y como se muestra en la figura 4, donde el electrodo de positivo se encuentra en el brazo izquierdo.

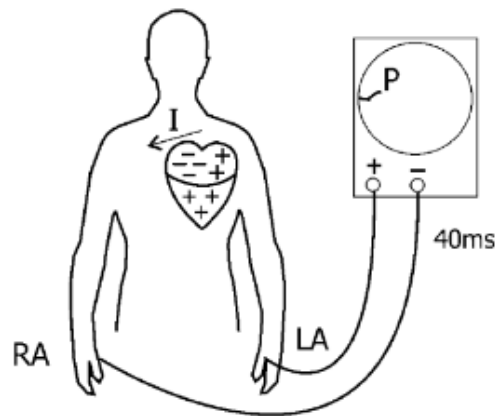


Figura 4. Representación de la adquisición de un ECG mediante un electrodo positivo situado en el brazo derecho y un electrodo negativo situado en el brazo izquierdo [3].

Desde un punto de vista circuital cada electrodo es un nodo y uno de ellos actúa como referencia.

La diferencia de potencial medida sobre los electrodos depende de:

- El ángulo entre el eje formado por la unión de ambos electrodos en línea recta y el eje del dipolo causado por la despolarización.
- La distancia de la fuente.
- La resistencia de los tejidos situados entre ambos dipolos.

Las derivaciones son la disposición de las conexiones de cada par de electrodos. El ECG está compuesto por 12 derivaciones que pueden agruparse en 3 grupos en función a cómo registran la diferencia de potencial:

- Unipolares: Polo positivo en una extremidad y el negativo es la señal promedio de los electrodos colocados en las otras dos extremidades:
 - AVR: Electrodo de registro en brazo derecho.
 - AVL: Electrodo de registro en brazo izquierdo.
 - AVF: Electrodo de registro en pierna izquierda.

- Bipolares: Diferencia de potencial entre los 2 electrodos:
 - o I: Electrodo positivo en brazo izquierdo y negativo en el derecho.
 - o II: Electrodo positivo en brazo derecho y negativo en pierna izquierda.
 - o III. Electrodo positivo en pierna izquierda y negativo en brazo derecho.

- Precordiales: En el plano horizontal.
 - o V1, V2, V3, V4, V5, V6: Distribuidos por los espacios intercostales.

En todas las derivaciones se coloca un electrodo en la pierna derecha para reducir las interferencias eléctricas y estabilizar la señal.

2.4 Causas y características de cada una de las fases correspondientes a cada ciclo cardíaco

1. Origen del impulso y despolarización auricular: Como se ha explicado anteriormente, éste tiene lugar en el nódulo SA y la propagación de la despolarización se produce a través de las fibras internodales hacia el nódulo AV. Esto produce como vector resultante de la actividad eléctrica como puede observarse en la figura 5.

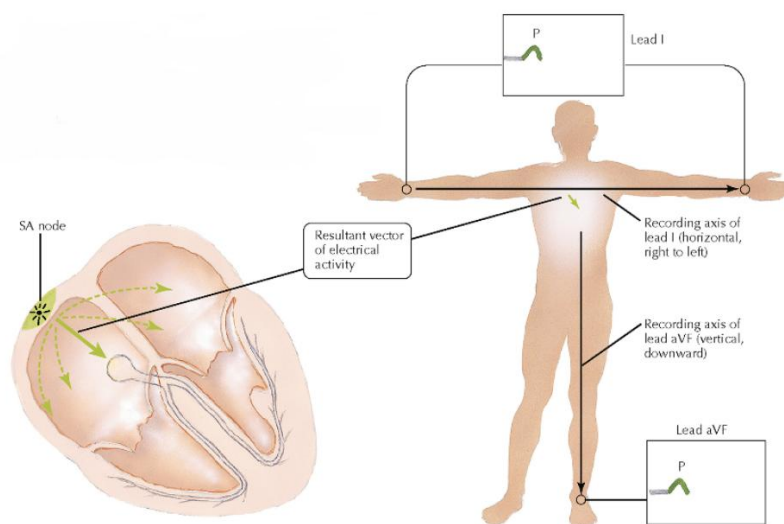


Figura 5. Origen del impulso y despolarización auricular [2].

Como se observa en la figura 3, esta despolarización da lugar a la onda P del electrocardiograma, la primera parte corresponde a la activación de la aurícula derecha y la segunda a la de la aurícula izquierda. Tal y como se

explica en la sección 2.3, esto supone una deflexión positiva en las derivaciones I y aVF.

2. Despolarización septal: Se produce un retraso de la señal en el nodo AV que corresponde al intervalo PQ representado en amarillo (en la derivación I), que abarca desde el final de la onda P hasta el inicio de la onda Q. Tras esto, el impulso pasa a través del haz de His y entra en el tabique interventricular. El vector resultante va hacia la derecha y hacia abajo, como se muestra en la figura 6.

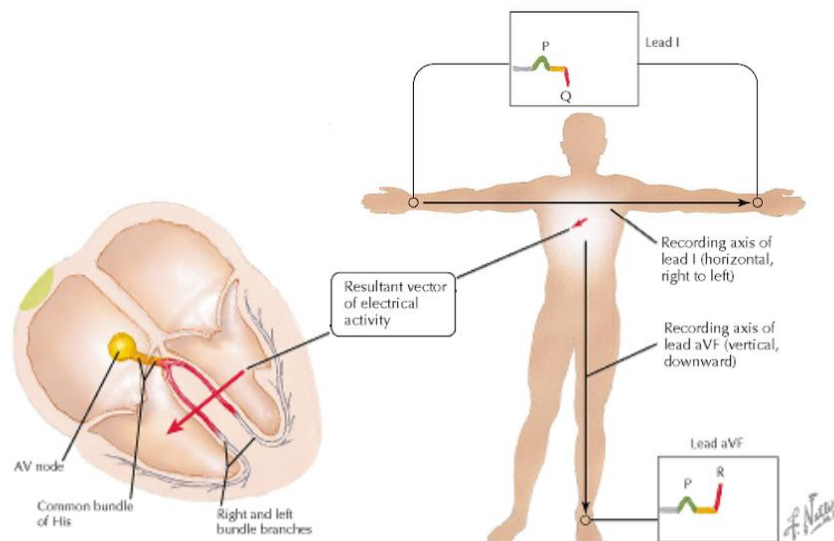


Figura 6. Despolarización septal [2].

3. Despolarización ventricular precoz: El impulso provoca la despolarización del miocardio ventricular apical, dando lugar a un vector eléctrico dirigido hacia abajo y hacia la izquierda, lo que origina una deflexión grande (en la derivación I) que corresponde a la onda R. La deflexión es mayor que la producida en la onda P debido a que el número de células que se despolarizan es mayor y queda representado en la figura 7.

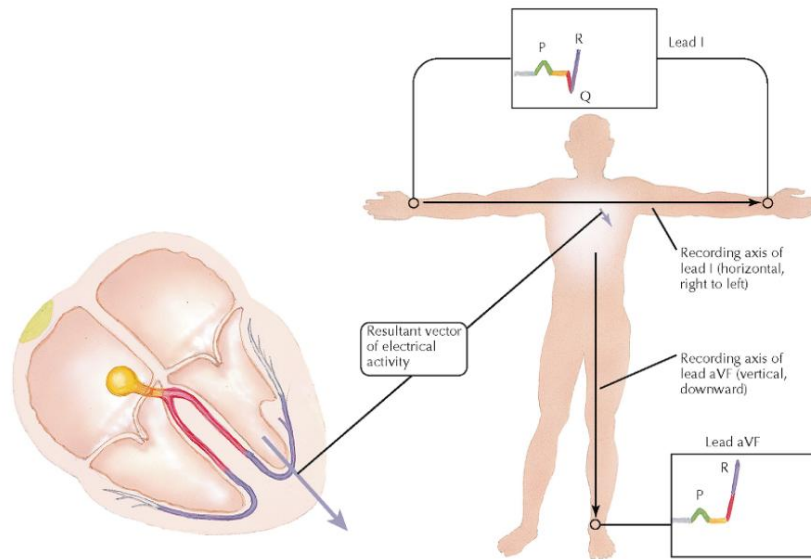


Figura 7. Despolarización de la punta ventricular precoz [2].

4. Despolarización ventricular tardía: Se propaga el impulso por los ventrículos a través de las fibras de Purkinje, lo que resulta en un vector eléctrico dirigido hacia arriba y hacia la izquierda. En la derivación I se representa como una continuación hacia arriba de la deflexión positiva producida por la despolarización de la punta ventricular precoz, mientras que en la derivación aVF se produce una deflexión negativa (onda s), como puede observarse en la figura 8.

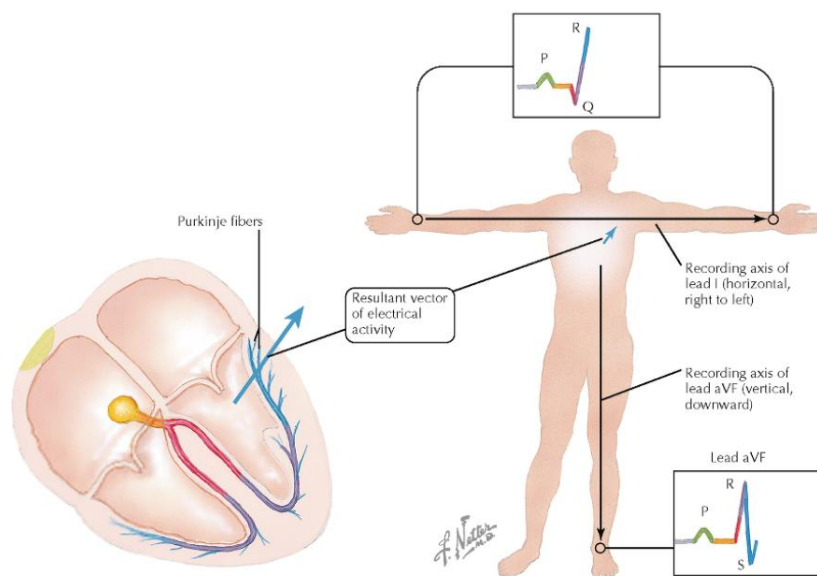


Figura 8. Despolarización ventricular tardía [2].

5. Repolarización: Tras la despolarización completa del corazón hay un periodo sin actividad eléctrica que se representa en el ECG como el intervalo ST. Después se produce la repolarización del corazón que va desde el epicardio hacia el endocardio, produciendo un vector eléctrico dirigido hacia abajo y hacia la izquierda, como queda reflejado en la figura 9.

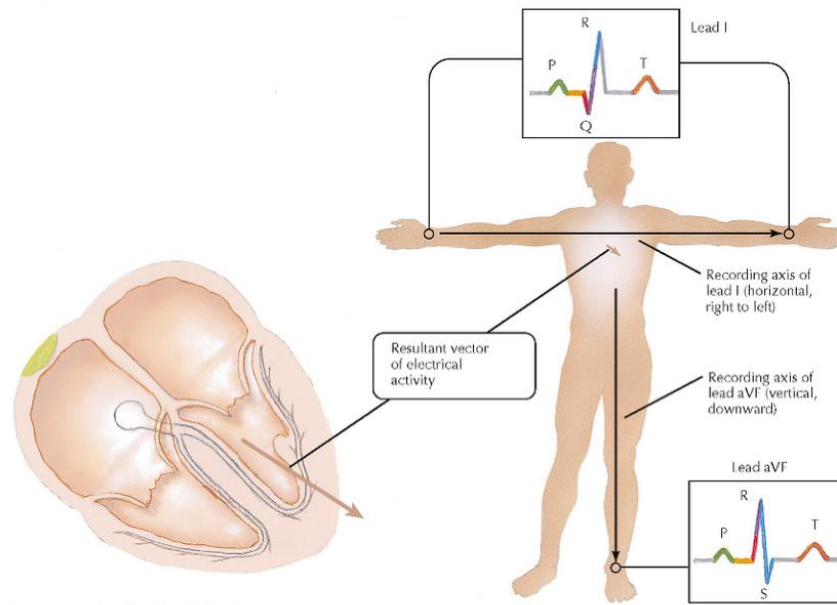


Figura 9. Repolarización [2].

2.5 Métodos de adquisición de la señal eléctrica del corazón

Una posible solución a la necesidad de medir biopotenciales consiste en la utilización de electrodos que realicen la función de interfaz entre el cuerpo humano y el circuito de adquisición de señal.

Los electrolitos son soluciones que poseen iones libres que se comportan como un conductor eléctrico. Para explicar el paso de corriente entre el cuerpo y el electrodo se considera una representación esquemática de la interfaz electrodo-electrolito en la figura 10, donde el electrolito representa el fluido corporal que contiene los iones. Se produce un flujo de corriente a través de la interfaz consistente en el paso de los electrones en sentido contrario al movimiento de la corriente en el electrodo, los cationes moviéndose en la misma dirección que la corriente, y los aniones en sentido contrario a la corriente del electrolito [4].

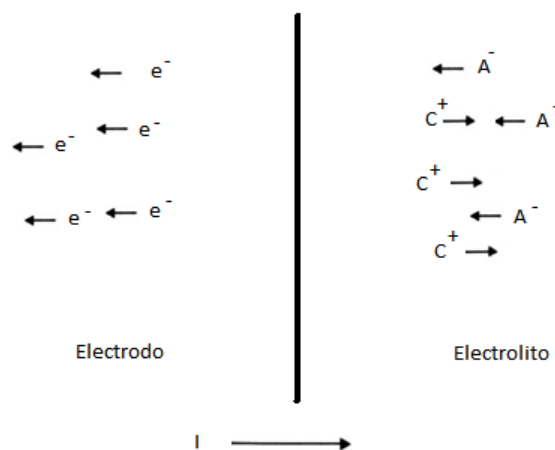


Figura 10. Interfaz electrodo-electrolito. La corriente va desde los electrodos hacia la solución electrolítica que contiene los cationes del electrodo metálico y los aniones.

Al ponerse en contacto el electrodo con el electrolito se producen una serie de reacciones químicas en la interfaz que provocan la liberación de electrones en el electrodo y de aniones y cationes en el electrolito. Se produce por tanto una distribución de cargas en esta región que adquiere un potencial eléctrico diferente al del resto de la solución electrolítica, este potencial es conocido como potencial de semicelda.

El flujo de corriente representado en la figura 10 causa lo que se denomina polarización del electrodo, que consiste en una variación en el potencial de semicelda (sobrevoltaje) con respecto al que tenía en reposo.

Para el desarrollo de este Trabajo de Fin de Grado se van a estudiar tres tipos de electrodos de sensado superficial:

- Electrodos de placa metálica: Están constituidos por un disco relativamente grande de plástico que tiene concéntrico otro disco de plata en una de las caras unido a un conector tipo snap que se encuentra en el centro de la cara opuesta. En la figura 11 se muestran un ejemplo de electrodos de placa metálica.



Figura 11. Electrodo de placa metálica

- Electrodo de succión: Son unos electrodos metálicos cubiertos por una goma con forma de globo. La superficie de contacto se humedece para reducir la impedancia de contacto (aunque ésta sigue siendo mayor que en los electrodos descritos anteriormente) y la fijación se realiza mediante provocando un vacío gracias a la aspiración de aire realizada con la goma. Tienen la ventaja de ser muy rápidos y fáciles de colocar, así como que no es necesaria la preparación del paciente (rasurado). No obstante, en la práctica son muy complicados de mantener bien colocados, provocan irritaciones y muchos artefactos por movimiento. Además, su uso ha de ser muy breve ya que puede causar irritación en la piel. Los electrodos de succión se pueden observar en la figura 12.



Figura 12. Electrodo de succión

- Electrodo top-hat: En la figura 13 se muestran las distintas partes que conforman este tipo de electrodo. El disco de Ag-AgCl análogo al de los electrodos de tipo placa metálica se sitúa en el interior del hueco de la carcasa aislante y no se halla en contacto con la piel. El interior debe ser enrasado con gel electrolítico y el electrodo es fijado a la piel por medio de un adhesivo doble situado en la parte inferior del disco grande del electrodo. Este tipo de fijación permite reducir drásticamente los artefactos producidos por el movimiento relativo entre el electrodo y la piel.

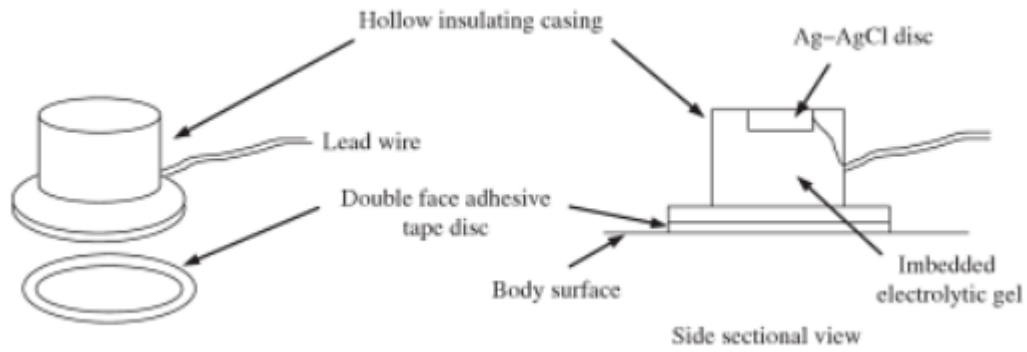


Figura 13. Representación esquemática de electrodos top hat reusables de disco metálico [5].

Para la implementación y caracterización de un prototipo de las características de este diseño sería adecuado elegir los de plata metálica por diversos motivos:

- Fácil obtención.
- La prueba se realizará sobre un sujeto quieto y sin prisas, de modo que los artefactos de movimiento no serán el problema principal.
- El tiempo de exposición no sería superior a 1 hora, por lo tanto no habrá irritaciones en la piel debidas al gel electrolítico.

3. Estudio sobre el ruido

3.1 Introducción, definición de señal aleatoria.

En el procesamiento de señal, se distinguen dos grandes grupos de señales en función al conocimiento previo que se posea sobre su evolución temporal:

- Señales deterministas: Son aquellas cuya evolución temporal es conocida 'a priori'. Dentro de las señales deterministas pueden diferenciarse dos clases:
 - Periódicas: Son aquellas cuyos valores se repiten a intervalos constantes de tiempo. A raíz de su desarrollo en Serie de Fourier se obtiene su espectro, que es el espacio discreto de frecuencias las que forman y viene determinado por cada uno de sus coeficientes espectrales:

$$(1) X_k = \frac{1}{T_0} \int_{T_0} x(t) e^{-jw_0 t} dt.$$

Donde X_k representa a cada uno de los coeficientes espectrales y $x(t)$ es la descripción temporal de la señal periódica.

- No periódicas: Su espectro se obtiene tratando este tipo de señales como señales periódicas de periodo infinito, de esta forma se obtiene un espectro continuo, obtenido a partir de la Transformada de Fourier:

$$(2) X(w) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-jw_0 t} dt.$$

- Señales aleatorias: Aquellas de las que no se conoce 'a priori' su evolución temporal y cuya caracterización sólo es posible mediante magnitudes estadísticas como la autocorrelación. No poseen Transformada de Fourier y su densidad espectral de potencia se calcula como la Transformada de Fourier de su autocorrelación.

El ruido es una señal aleatoria cuyos valores instantáneos son siempre impredecibles, razón por la que su valor siempre se especifica mediante su densidad espectral de potencia ($\frac{W}{Hz}$), de corriente ($\frac{A}{\sqrt{Hz}}$) o de tensión ($\frac{V}{\sqrt{Hz}}$) [6].

3.2 Diferentes tipos de ruido, origen y caracterización.

Debido a su naturaleza aleatoria, la amplitud instantánea del ruido de tensión es tan probable que sea positiva como negativa, formando un patrón alrededor de 0 que puede ser descrito mediante una función de densidad de probabilidad Gaussiana. Esta función de probabilidad posee un valor central que tiene una mayor posibilidad de producirse, mientras que el resto de valores superiores/inferiores poseen una posibilidad de ocurrir menor conforme se alejan del valor central, describiendo una función en forma de campana como se observa en la figura 14 [6]:

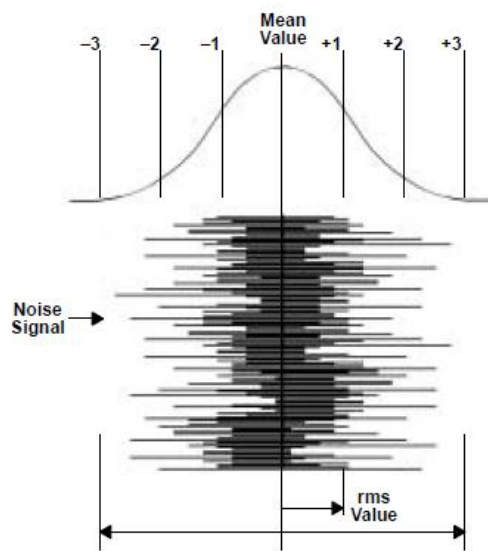


Figura 14. El valor rms (root mean square) o desviación típica es tal que cumple que la señal se encuentra con una probabilidad del 99.7% en el intervalo definido por $[-6rms, 6rms]$.

3.2.1 Suelo de ruido

Cuando todas las entradas del sistema han sido desconectadas, hay un nivel de ruido a la salida denominado suelo de ruido que determina la señal mínima discernible (MSD) para la que el circuito es útil. La MSD se define como la señal a la entrada de un sistema con una potencia tal que la potencia de la señal a la salida es igual a la potencia de ruido a la salida. El objetivo del diseño es que las señales de entrada del sistema se hallen por encima de la MSD puesto que de lo contrario la respuesta del sistema sería indistinguible del ruido

3.2.2 Relación señal/ruido

Representa el cociente entre la potencia de la señal y la potencia de ruido y da información sobre el porcentaje de una señal que corresponde al ruido y cual a la señal original.

3.2.3 Colores del ruido

La clasificación del ruido en colores se realiza en relación a su contenido en frecuencia análogamente a lo que ocurre con la luz. En la tabla 1 se recogen los principales colores correspondientes.

Color	Contenido en frecuencia
Blanco	1
Rosa	1/f
Rojo/Marrón	1/f ²

Tabla 1. Contenido en frecuencia de los principales colores de ruido.

Como puede apreciarse en la tabla 1, el ruido blanco es independiente de la frecuencia (en la banda de las telecomunicaciones). El ruido rosa, sin embargo, adquiere mayor importancia a bajas frecuencias debido a que su amplitud disminuye con el aumento de la frecuencia. Por último, el ruido rojo/marrón posee una mayor influencia incluso que el ruido rosa en bajas frecuencias. Este ruido se encuentra en la naturaleza, en las características acústicas de grandes masas de agua.

3.3 Fuentes de ruido

En los circuitos eléctricos hay 5 fuentes de ruido típicas:

3.3.1 Ruido térmico

Causado por la excitación térmica de los portadores de carga (ya sean electrones o huecos), es típico de los resistores y posee una densidad espectral de potencia gaussiana, aunque como en el intervalo de las comunicaciones es espectralmente plana se le considera ruido blanco.

El ruido térmico generado por una resistencia puede modelarse como un generador de tensión en serie con un resistor o como un generador de corriente en paralelo con un resistor como aparece en la figura 15.

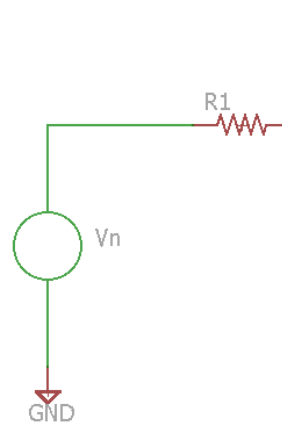


Figura 15. Modelo del ruido térmico generado en una resistencia

La fuente de tensión no lleva el signo positivo en ninguno de los dos lados porque el ruido es una señal aleatoria, y como tal es equiprobable que esté en un lado u en otro. Es posible calcular la magnitud de dicha tensión de ruido gracias a la siguiente expresión:

$$(3) \quad \bar{v}_n = \sqrt{4 \cdot k \cdot T_R \cdot R} \left(\frac{V}{\sqrt{Hz}} \right).$$

Donde:

- k es la constante de Boltzmann ($1.38 \cdot 10^{-23} \text{ j/K}$).
- T_R es la temperatura de funcionamiento del resistor.
- R es el valor nominal de la resistencia.

3.3.2 Ruido shot

También se considera ruido blanco. Es generado cuando un portador de carga cruza a través de una barrera de potencial como la de los semiconductores. Este proceso es cuestión de probabilidad y es precisamente esa probabilidad de que no pase lo que se conoce como ruido shot, cuya magnitud en términos de corriente de ruido puede hallarse mediante la siguiente expresión:

$$(4) \quad \bar{i}_n = \sqrt{2 \cdot q \cdot I_{DC}} \left(\frac{A}{\sqrt{Hz}} \right).$$

Donde:

- I_{DC} es la corriente media por el semiconductor.
- Q es el valor de la carga del electrón ($1.62 \cdot 10^{-19} C$).

3.3.3 Ruido flicker

El ruido flicker es conocido también como ruido 1/f o ruido rosa y se encuentra presente en los dispositivos activos (como los amplificadores operacionales). Se le asocia siempre con la corriente continua.

3.3.4 Ruido burst o popcorn

Aparece como consecuencia de las imperfecciones en el material semiconductor.

3.3.5 Ruido avalancha

Aparece cuando una unión pn se encuentra polarizada de manera inversa. Bajo la influencia de un fuerte campo eléctrico inverso dentro de la región de unión los electrones poseen la suficiente energía cinética como para que, cuando colisionen con la red cristalina, van a formar pares electrón-hueco adicionales. Estas colisiones son puramente aleatorias y producen pulsos de corriente similares a los del ruido shot pero más intensos.

3.4 Múltiples fuentes de ruido.

Cuando hay múltiples fuentes incorreladas de ruido en el circuito, el ruido se suma en potencia. Por tanto, el ruido total rms puede hallarse mediante la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados de los valores rms de las fuentes individuales. En el análisis circuital esto se traduce en desconectar el resto de fuentes y analizar la salida que provoca cada uno de los generadores de ruido individualmente:

$$(6) \quad \bar{E}_T = \sqrt{\bar{e}_{rms1}^2 + \bar{e}_{rms2}^2 + \dots + \bar{e}_{rmsn}^2}$$

3.5 Modelo de amplificadores operacionales con ruido.

El ruido interno generado en un amplificador operacional se modela como un generador de tensión conectado en serie con el amplificador operacional y dos generadores de corriente situados entre ambas entradas y el nodo de referencia, tal como se muestra en la figura 16.

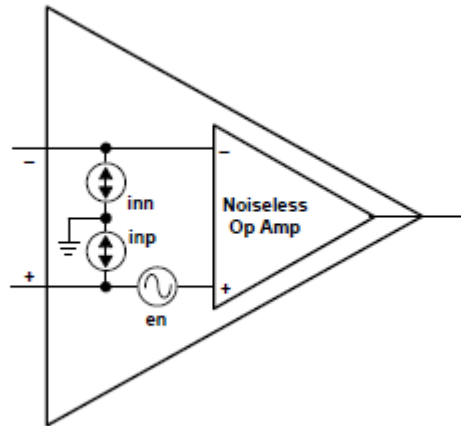


Figura 16. Modelo de ruido de un amplificador operacional [6].

En los amplificadores operacionales se genera ruido térmico, flicker y shot. El primero posee una densidad espectral de potencia plana, sin embargo los dos siguientes disminuyen con la frecuencia a razón de $1/f$. El punto del espectro de frecuencias donde el ruido $1/f$ y el ruido blanco son iguales se denomina frecuencia de codo $1/f$ (noise corner frequency – fnc). En la figura 17 se muestran las frecuencias de codo de tensión para el amplificador operacional elegido en el diseño.

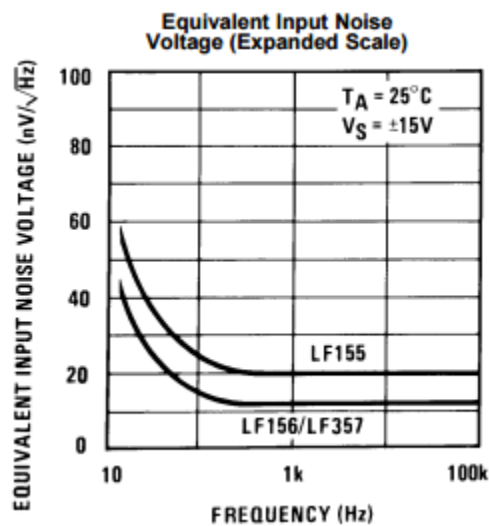


Figura 17. Densidad espectral de potencia del ruido de tensión del amplificador operacional LF355 [7].

Para hallar la tensión o la corriente de ruido en un ancho de banda determinado, se integran las expresiones de las densidades espectrales de potencia del ruido en el intervalo definido por las frecuencias que delimitan el ancho de banda.

Ruido blanco:

$$(7) \quad \overline{v_w^2} = \int_{f_L}^{f_H} k \, df = k (f_H - f_L).$$

Donde:

- $\overline{v_w^2}$ es el valor cuadrático medio de la tensión de ruido blanco (varianza).
- k es una constante. Su valor corresponde a la densidad espectral de potencia del ruido blanco de tensión por raíz de hertzio generado en el amplificador operacional.
- f_H y f_L representan los límites de frecuencia superior e inferior respectivamente.

Ruido rosa:

$$(8) \quad \overline{v_p^2} = \int_{f_L}^{f_H} \frac{K^2}{f} \, df = K^2 \ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right).$$

Donde:

- $\overline{v_p^2}$ es el valor cuadrático medio de la tensión de ruido 1/f.
- K es una constante propia del dispositivo.
- f_H y f_L representan los límites de frecuencia superior e inferior respectivamente.

Esto significa que en la f_{nc} :

$$(9) \quad k = \frac{K^2}{f_{nc}}$$

Aquí radica la importancia de hallar f_{nc} . El valor cuadrático medio del ruido puede ser calculado mediante la suma de las ecuaciones (7) y (8), y teniendo en cuenta (9):

$$(10) \quad \overline{E^2} = k \left(f_{nc} \ln \frac{f_H}{f_L} + f_H - f_L \right).$$

En el cálculo del ruido hay otro concepto esencial que facilita el proceso, el ancho de banda equivalente. Las ecuaciones (7), (8) y (10) son válidas si el filtro aplicado fuese ideal, pero la frecuencia de corte da sólo el ancho de banda en el que la ganancia está a 3dB. El ancho de banda equivalente de ruido es el ancho de

banda del filtro ideal que proporcionaría la misma potencia de ruido a su salida que la potencia total de ruido a la salida del filtro original. En la figura 18 se muestra un croquis de la gráfica correspondiente al módulo de la respuesta en frecuencia del filtro original y el ideal:

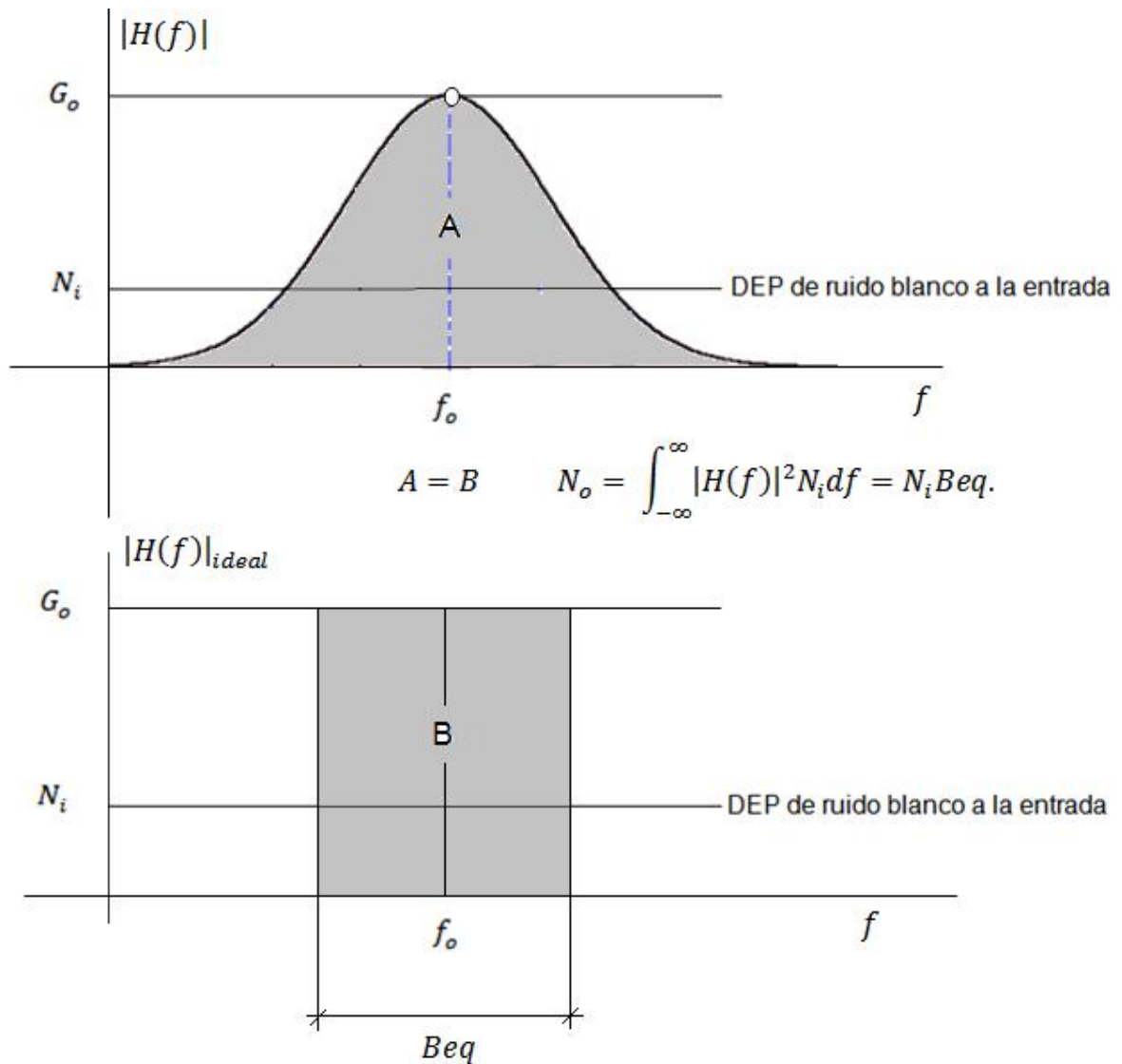


Figura 18. Croquis de un filtro real A y un filtro ideal B.

En la tabla 2 se definen los valores de ancho de banda equivalente en función al orden del filtro:

Orden	Beq
1	1.57 x fc
2	1.11 x fc
3	1.025 x fc

Tabla 2. Ancho de banda equivalente vs orden del filtro para filtros paso bajo [8].

4. Estudio sobre las diferentes topologías de amplificadores de biopotenciales.

Se proponen 3 topologías de amplificadores de instrumentación para el cabezal de adquisición de biopotenciales:

4.1 Amplificador diferencial simple basado en un solo amplificador operacional

En la figura 19 se muestra el esquemático de un amplificador diferencial basado en un amplificador operacional:

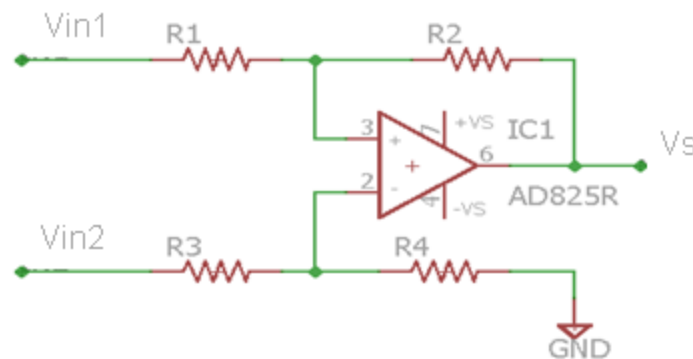


Figura 19. Amplificador diferencial mediante un solo amplificador operacional.

Considerando que se trata de un amplificador ideal, la expresión de la tensión de salida resultaría [9]:

$$(11) \quad V_s = -\frac{R_2}{R_1} \cdot V_{in_1} + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot V_{in_2}.$$

Se definen las tensiones de entrada en modo común y en modo diferencial:

$$(12) \quad V_{id} = V_{in_2} - V_{in_1}.$$

$$(13) \quad V_{ic} = \frac{V_{in_1} + V_{in_2}}{2}.$$

Tras sustituir las expresiones (12) y (13) en (11) se obtiene una expresión de la tensión de salida en función de la ganancia en modo común multiplicada por la tensión común de entrada y de la ganancia diferencial multiplicada por la tensión diferencial de entrada:

$$(14) V_s = G_c \cdot E_c + G_d \cdot E_d.$$

Se hallan las expresiones correspondientes a estas ganancias [8]:

$$(15) G_c = \frac{V_s}{V_{ic}} \text{ con salida modo diferencial nula} = \frac{R_4 \cdot R_1 - R_2 \cdot R_3}{R_1 \cdot (R_3 + R_4)}.$$

$$(16) G_d = \frac{V_s}{V_{id}} \text{ con salida en modo común nula} = \frac{1}{2} \cdot \left[\frac{R_2}{R_1} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right].$$

De modo que como sólo se pretende amplificar la tensión diferencial y no la tensión en modo común, interesa hacer que $G_c = 0$, para lo que tiene que cumplirse que:

$$(17) \frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1} = k.$$

Si se observa la ecuación (16) aparece el primer inconveniente con esta topología, para poder cambiar la ganancia en modo diferencial hay que modificar el valor de 2 resistencias, con la dificultad añadida de que hay que mantener la relación expuesta en la ecuación (17) para mantener el rechazo al modo común. Otro inconveniente con este diseño es que las resistencias de entrada de V_{in1} e V_{in2} son R_1 y R_3+R_4 respectivamente. Debido a que hay que conseguir una impedancia de entrada del circuito muy grande para evitar los efectos de carga las resistencias R_2 y R_4 han de tener un valor muy elevado, como consecuencia de (17). En caso de querer además una ganancia muy elevada, los valores de R_2 y R_4 serían incluso mayores.

El problema de unas resistencias tan elevadas es que esto lleva a un aumento del ruido térmico (3), por lo que empeoraría el SNR de la señal de salida.

4.2 Amplificador de biopotenciales basado en dos amplificadores operacionales.

En la figura 20 se muestra el esquemático de un amplificador diferencial basado en dos amplificadores operacionales:

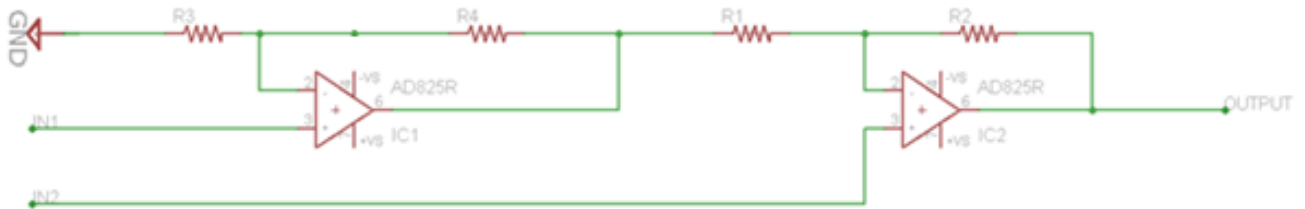


Figura 20. Amplificador de instrumentación basado en dos amplificadores operacionales.

Suponiendo ambos amplificadores operacionales ideales, la salida del primer amplificador operacional sería:

$$(18) \quad V_{ao1} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_1.$$

Para V_2 el segundo amplificador operacional se comporta en configuración no inversora, y para V_{ao1} en configuración inversora:

$$(19) \quad V_o = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) V_2 - \left(\frac{R_4}{R_3}\right) V_{ao1}.$$

Sustituyendo la expresión (18) en (19) y teniendo en cuenta la expresión (17), la salida resultaría:

$$(20) \quad V_o = -\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_D$$

Sin embargo, la asimetría en la topología circuital dificulta el ajuste del CMRR.

4.3 Amplificador de biopotencial basado en 3 amplificadores operacionales

En la figura 21 se muestra el esquemático de un amplificador diferencial basado en tres amplificadores operacionales:

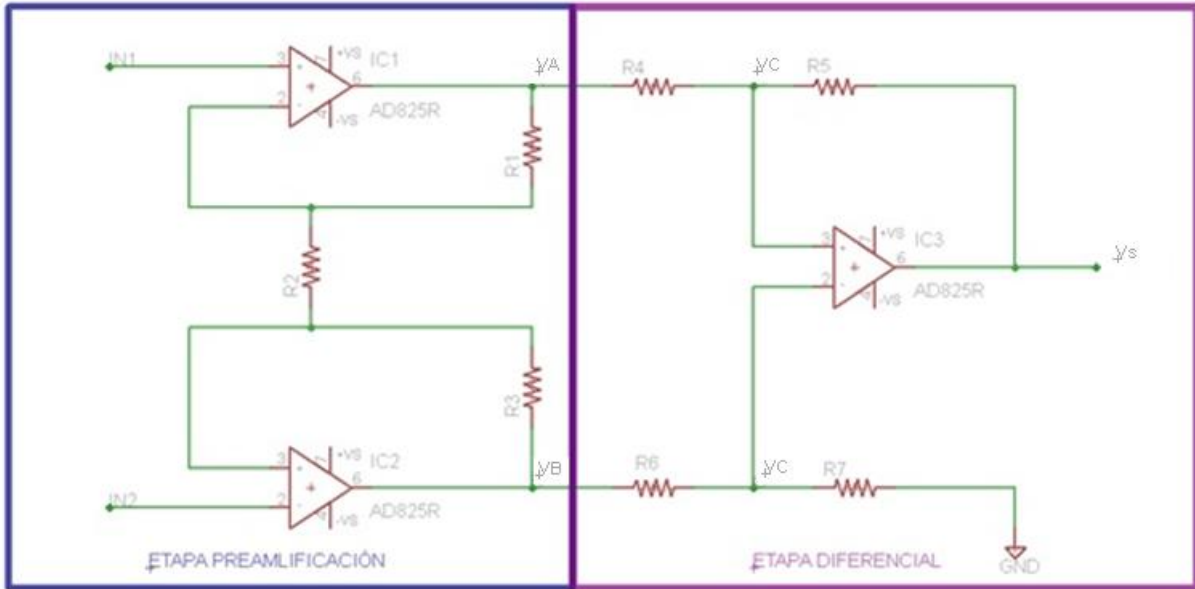


Figura 21. Amplificador de instrumentación basado en 3 amplificadores operacionales.

Si se consideran los 3 amplificadores operacionales como ideales se deducen las siguientes expresiones:

$$(21) \quad \frac{V_A - IN_1}{R_1} = \frac{IN_1 - IN_2}{R_2} = \frac{IN_2 - V_B}{R_3}.$$

$$(22) \quad \frac{V_B - V_C}{R_6} = \frac{V_C}{R_7}.$$

$$(23) \quad \frac{V_A - V_C}{R_4} = \frac{V_C - V_S}{R_5}.$$

Análisis etapa preamplificación:

Se despejan V_A y V_B de (21) y (22) respectivamente:

$$(24) \quad V_A = -\frac{R_1}{R_2} \cdot (IN_2 - IN_1) + IN_1 = -\frac{R_1}{R_2} \cdot IN_2 + IN_1 \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right).$$

$$(25) \quad V_B = -\frac{R_3}{R_2} \cdot (IN_2 - IN_1) + IN_2 = -\frac{R_3}{R_2} \cdot IN_1 + IN_2 \cdot \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right).$$

Se resta (24) a (25):

$$(26) \quad V_A - V_B = \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_2} (IN_2 - IN_1) = \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_2} \cdot V_D.$$

Análisis etapa diferencial:

Se despejan V_C de (22) y V_S de (23):

$$(27) \quad V_C = \frac{V_B}{1 + \frac{R_6}{R_7}}.$$

$$(28) \quad V_S = -\frac{R_5}{R_4} \cdot V_A + V_C \cdot \left(1 + \frac{R_5}{R_4}\right).$$

Se sustituyen en (28) las expresiones de V_C obtenida en (27), de V_A obtenida en (24) y de V_B obtenida en (25). Agrupando términos se obtiene:

$$(29) \quad V_S = IN_2 \left(\frac{R_7}{R_2} \cdot \frac{R_4 + R_5}{R_4} \cdot \frac{R_2 + R_3}{R_7 + R_6} + \frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{R_5}{R_4} \right) - IN_1 \left(\frac{R_3}{R_2} \cdot \frac{R_4 + R_5}{R_4} \cdot \frac{R_7}{R_6 + R_7} \cdot \frac{R_5}{R_4} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} \right).$$

Análogamente al análisis de las dos topologías anteriores, es posible expresar la salida del amplificador de instrumentación como en la ecuación (14). Del mismo modo es posible calcular los valores de G_C y G_D , obteniéndose [9]:

$$(27) \quad V_S = E_C \cdot \left[\frac{1 - \frac{R_6 \cdot R_5}{R_7 \cdot R_4}}{1 + \frac{R_6}{R_7}} \right] - E_D \cdot \left[\frac{1 + \frac{R_5}{R_4}}{1 + \frac{R_6}{R_7}} \cdot \left(\frac{R_3}{R_2} + \frac{1}{2} \right) + \frac{R_5}{R_4} \cdot \left(\frac{1}{2} + \frac{R_1}{R_2} \right) \right].$$

Se define el CMRR como $\frac{G_D}{G_C}$, por lo que éste será máximo cuando se cumpla que:

$$(28) \quad \frac{R_5}{R_4} = \frac{R_7}{R_6} = k.$$

Para simplificar (27) se impone que $R_1=R_3$, por tanto, si se define la constante g como $\frac{2 \cdot R_1}{R_2}$. La expresión de la ganancia diferencial se expresaría:

$$(29) \quad G_D = k \cdot (1 + g).$$

Con esta topología circuital es posible modificar la ganancia diferencial a través de R_2 sin que ello afecte a la ganancia en modo común y de forma muy precisa, razón por la que se ha elegido para el diseño del prototipo.

5. Diseño del sistema de acondicionamiento de señal.

En la figura 22 se muestra el diseño circuital definitivo:

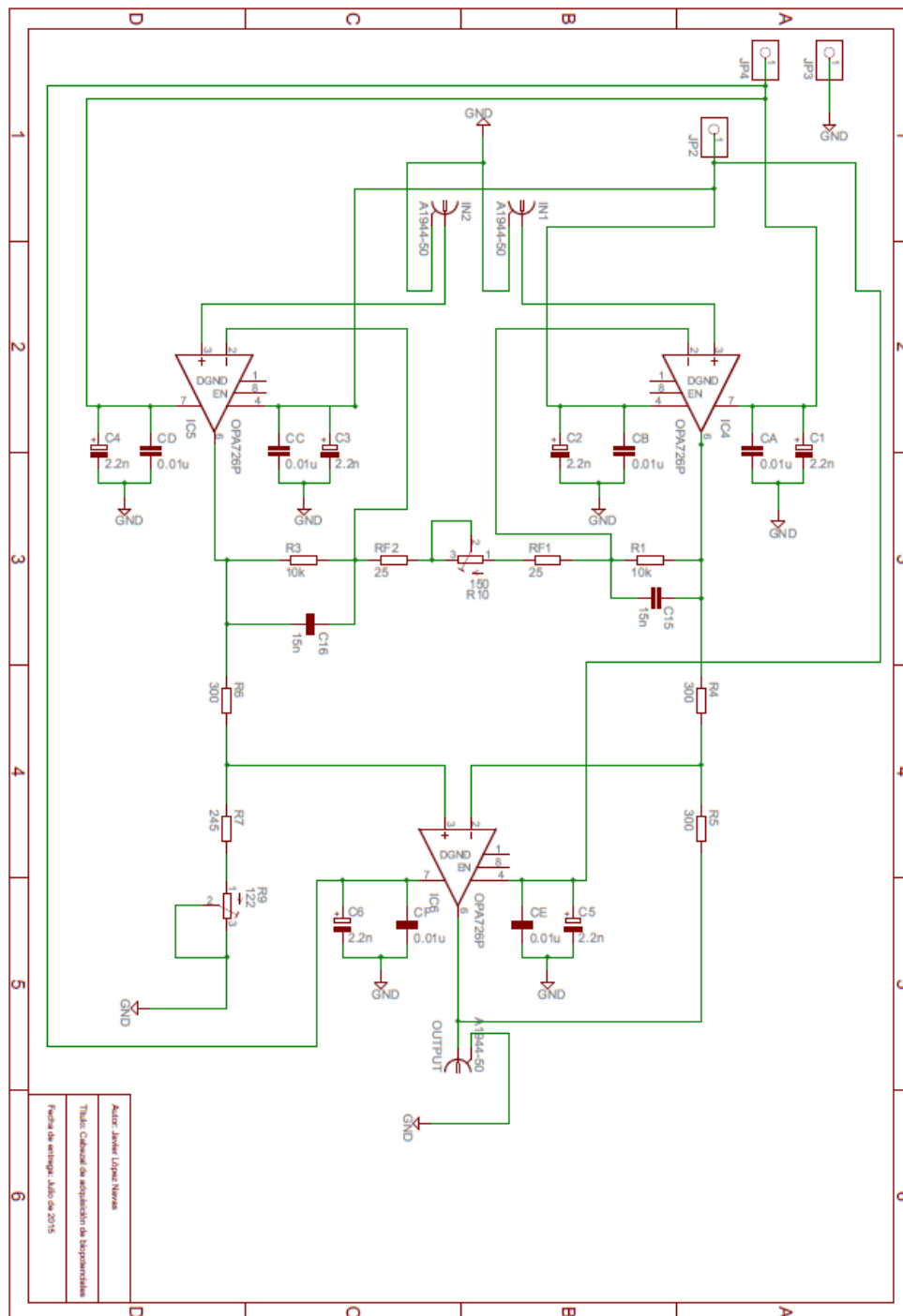


Figura 22. Esquemático del prototipo final.

Partiendo del modelo de amplificador de instrumentación que se iba a implementar se realizó el diseño del prototipo y se realizaron diversas modificaciones:

5.1 Ganancia de la etapa diferencial

La ganancia que debe aportar el sistema de acondicionamiento no será superior a 400 según los cálculos realizados en el apartado 5.3.1. Al tratarse de una ganancia pequeña, no hay peligro de oscilación del amplificador operacional, así que se asigna toda la ganancia del sistema a la etapa de preamplificación, siendo la ganancia de la etapa diferencial igual a 1. Esto tiene como ventaja que no se va a amplificar la potencia de ruido aportada a la entrada de la etapa diferencial. Para ello:

$$(30) R_4 = R_5 = R_6 = R_7.$$

5.2 Ajuste fino de la ganancia mediante el uso de potenciómetros

Lo primero que interesa controlar es que el CMRR siga teniendo un valor muy elevado, para lo que es necesario mantener el equilibrio entre las resistencias de la etapa diferencial. Este equilibrio puede realizarse mediante un ajuste fino de R_7 . Para llevar a cabo dicho ajuste se ha decidido emplear una resistencia fija (R_7) en serie con un potenciómetro ajustable (R_8):

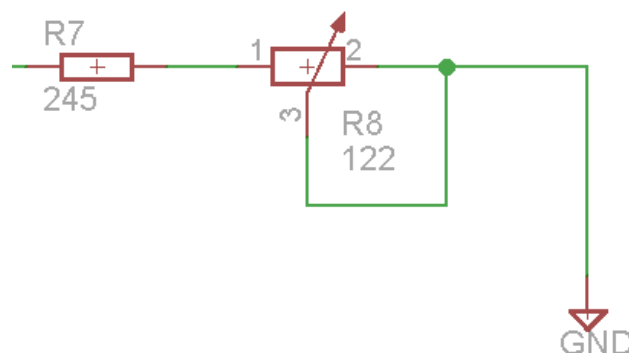


Figura 23. Esquemático del potenciómetro y resistencia empleados en el ajuste fino sobre R_7 para equilibrar el puente.

Debido a que las resistencias tienen una tolerancia del 10%, con el valor de R7 debe ajustarse el valor mínimo que tiene que adquirir el conjunto resistencia-potenciómetro y sumándole el valor de R8 se debe alcanzar el valor máximo:

$$(31) R_7 = R_6 \cdot \frac{1 - \alpha}{1 + \alpha} = 245\Omega.$$

$$(32) R_8 = R_6 \cdot \frac{1 + \alpha}{1 - \alpha} - R_7 = 122\Omega.$$

Para ajustar la ganancia de la primera etapa se analizó el circuito por simetría como se muestra en la figura 24:

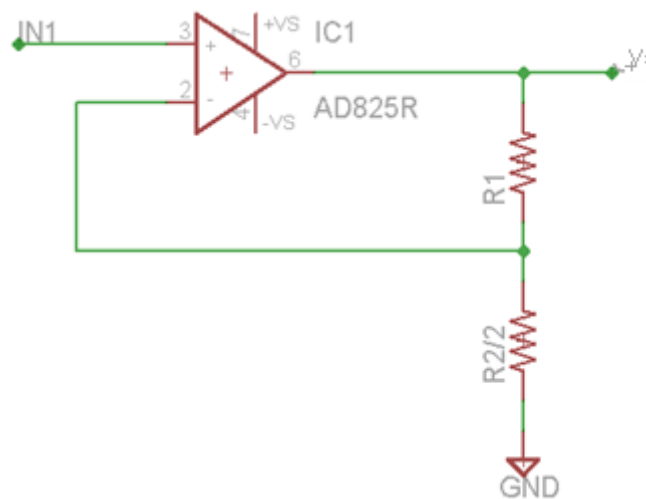


Figura 24. Mitad superior de la etapa de preamplificación para análisis de ganancia por simetría.

Se considera el amplificador operacional como ideal, de modo que la ganancia a la salida es:

$$(33) G = \frac{V_s}{IN_1} = \frac{R_1 + R_2/2}{R_2/2} = 1 + \frac{R_1}{R_2/2}.$$

Para configurar las ganancias mínima y máxima se van a emplear dos resistencias de igual valor en serie con un potenciómetro entre ellas para guardar la simetría en esta etapa de la topología.

Ganancia máxima:

$$G = 1 + \frac{R_1}{R_2}, R_2 = 50\Omega.$$

Ganancia mínima:

$$50 = 1 + \frac{R_1}{R_2}; R_2 = 200\Omega .$$

De este modo, la resistencia R_2 del prototipo expuesto en la figura 21 será sustituida por dos resistencias fijas de 25Ω y un potenciómetro de 150Ω .

5.3 Cálculos de ruido

Para los cálculos de ruido se va a utilizar el modelo de ruido en amplificadores operacionales expuesto en la sección (2.5) para el caso concreto del amplificador operacional lf355, junto el modelo de ruido generado en los resistores explicado en la sección (2.3.1). Además se va a dividir el cálculo de dicho ruido en las 2 etapas en las que se ha dividido el análisis del esquema.

Primero se va a proceder a calcular el ruido de cuantificación asociado a la tarjeta de adquisición de datos empleada.

5.3.1 Ruido de discretización

La DAQ que se va a utilizar en el prototipo es la NI PCI-6115 multifunción de 12 bits de muestreo que se muestra en la figura 25. La tarjeta posee un rango de voltaje mínimo de entrada de $[-200, 200]$ mV y filtro anti-aliasing.



Figura 25. DAQ Multifunción para Muestreo Simultáneo de 12 bits a 10 MS/s/canal.

En primer lugar se va a calcular el ruido de cuantificación asociado a la discretización ($\overline{v_{\text{cuant}}}$) de la señal con 12 bits. Debido a que el fondo de escala de la tarjeta es de 400 mV [10]:

$$(34) \quad \overline{v_{\text{cuant}}} = \frac{400}{2^{12}} = 97.7 \mu\text{V}.$$

El ruido aportado por el sistema de acondicionamiento de señal diseñado debe, al añadirse a $\overline{v_{\text{cuant}}}$, ser despreciable con respecto al valor mínimo útil de la señal ECG.

Por otro lado, la señal de entrada de la DAQ tiene que cubrir todo su rango dinámico para que el error de discretización sea el calculado en (34). Las señales del ECG tienen una amplitud máxima que va desde 0.5mV a 3.5 mV [5].

El circuito va a diseñarse con una ganancia ajustable para poder adaptarlo a los distintos niveles de la señal del ECG en caso de que fuese necesario. De este modo, definiéndose las amplitudes máximas más pequeña y más grande del ECG, se obtiene:

$$(35) \quad G_{max} = \frac{200}{0.5} = 400.$$

$$(36) \quad G_{min} = \frac{200}{3.5} = 57 \approx 50.$$

5.3.2 Ruido etapa preamplificación

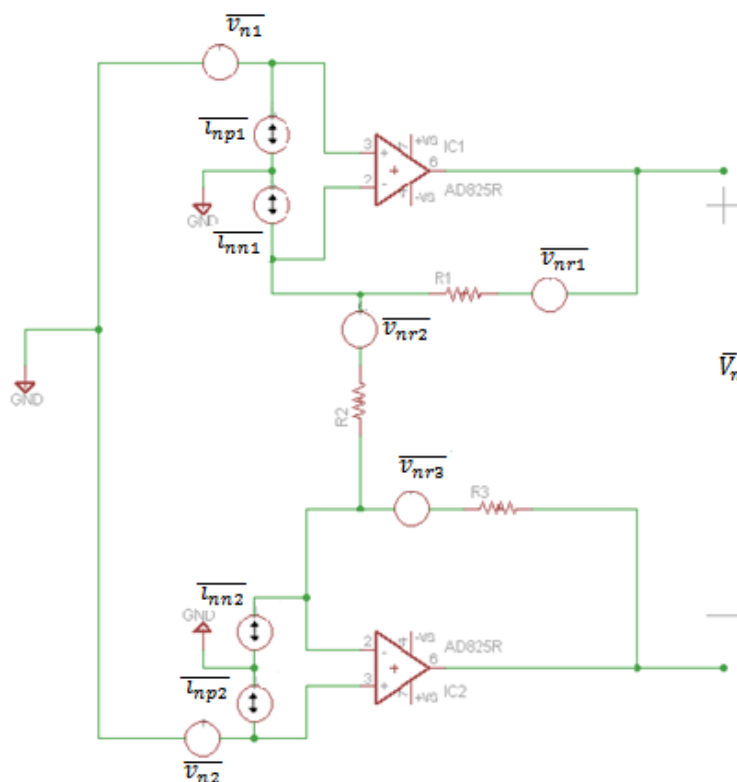


Figura 26. Esquemático de las diferentes fuentes de ruido asociadas a los componentes y dispositivos electrónicos de la etapa de preamplificación.

Para analizar el ruido aportado por cada uno de los componentes se analizan las fuentes mostradas en la figura 26 de manera independiente (considerando el

resto de fuentes de entrada conectadas a tierra) y luego se suman sus valores rms, como se explica en el apartado (2.4).

El ruido aportado por el resistor R_1 ($\overline{v_{nr1}}$) a la salida es $\overline{V_{nr1}}$ y el aportado por el resistor R_3 ($\overline{v_{nr3}}$) es $\overline{V_{nr3}}$.

Ganancia:

$$(37) \quad G_D = \frac{R_1}{R_2} = 200.$$

Relación entre el ruido aportado por el resistor R_1 y el resistor R_2 :

$$(38) \quad \overline{v_{nr1}}^2 = 4kTBeqR_1 = 4kTBeqR_2 \frac{G_D}{2}.$$

$$(39) \quad \overline{v_{nr2}} = 4kTBeqR_2.$$

$$(40) \quad \overline{v_{nr1}}^2 = \overline{v_{nr2}} \frac{G_D}{2}.$$

Ruido total a la salida $\overline{V_n}$:

$$(41) \quad \overline{V_n}^2 = G_D^2(\overline{v_{n1}}^2 + \overline{v_{n2}}^2 + \overline{v_{nr2}}^2) + 2 \overline{v_{nr1}}^2 + 2 \overline{v_{nr3}} R_1.$$

$$(42) \quad \overline{V_n}^2 = G_D^2(\overline{v_{n1}}^2 + \overline{v_{n2}}^2 + \overline{v_{nr2}}^2) + G_D(\overline{v_{nr2}} + i_{nn}R_2).$$

Como el segundo término es despreciable frente al primero, la expresión resulta:

$$(43) \quad \overline{V_n}^2 = G_D^2(\overline{v_{n1}}^2 + \overline{v_{n2}}^2 + \overline{v_{nr2}}^2).$$

$$(44) \quad \overline{V_n}^2 = \sqrt{\int G_D^2(\overline{v_{n1}}^2 + \overline{v_{n2}}^2 + \overline{v_{nr2}}^2) df}.$$

Para evaluar la integral primero se sacan fuera todas las constantes, en este caso las resistencias, la constante de Boltzmann y la temperatura, quedando solo los términos correspondientes al ruido generado por el propio amplificador operacional. Dicho ruido es una combinación de ruido térmico, flicker y shot, de modo que, como se explica en la sección 2.5, pueden ser expresados como una combinación de ruido blanco y ruido 1/f. El ancho de banda equivalente (Beq) del filtro de primer orden calculado en base a la tabla (2).

La expresión resulta:

$$(45) \bar{V}_n = G_D \sqrt{Beq4kTR_2 + 2v_w^2(f_{enc} \ln \frac{f_H}{f_L} + Beq) + 4i_w^2(f_{inc} \ln \frac{f_H}{f_L} + Beq)}.$$

5.3.3 Ruido etapa diferencial

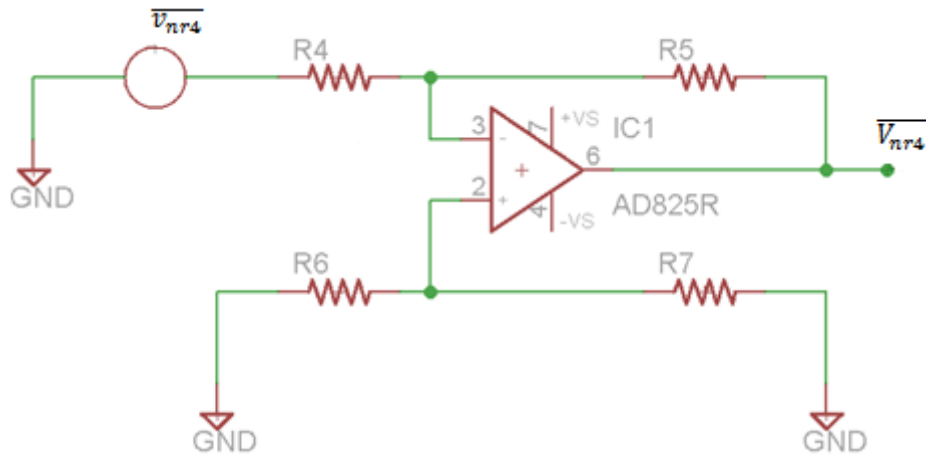


Figura 27. Modelo del ruido térmico aportado por el resistor R₄.

$$(46) \overline{v_{nr4}}^2 = \int 4kTR_4 df.$$

$$(47) \overline{V_{nr4}}^2 = \overline{v_{nr4}}^2 \left(\frac{R_5}{R_4}\right)^2.$$

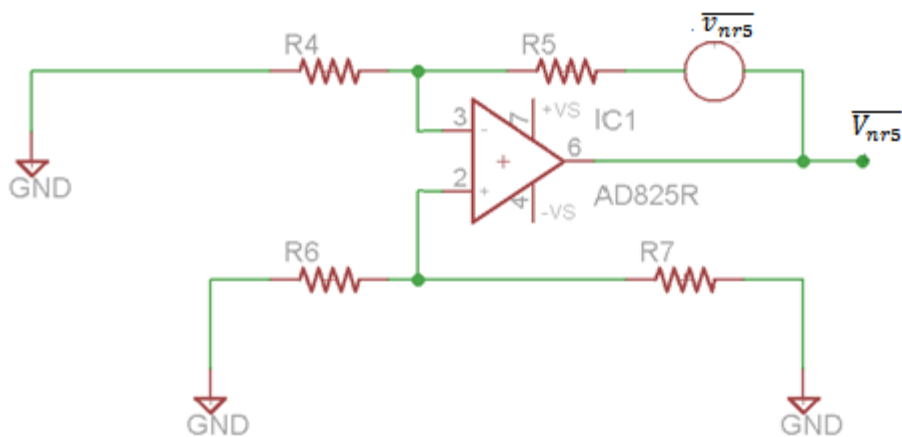


Figura 28. Modelo del ruido térmico aportado por el resistor R₅.

$$(48) \overline{v_{nr5}^2} = \int 4kTR_5 df$$

$$(49) \overline{V_{nr5}^2} = \overline{v_{nr5}^2}.$$

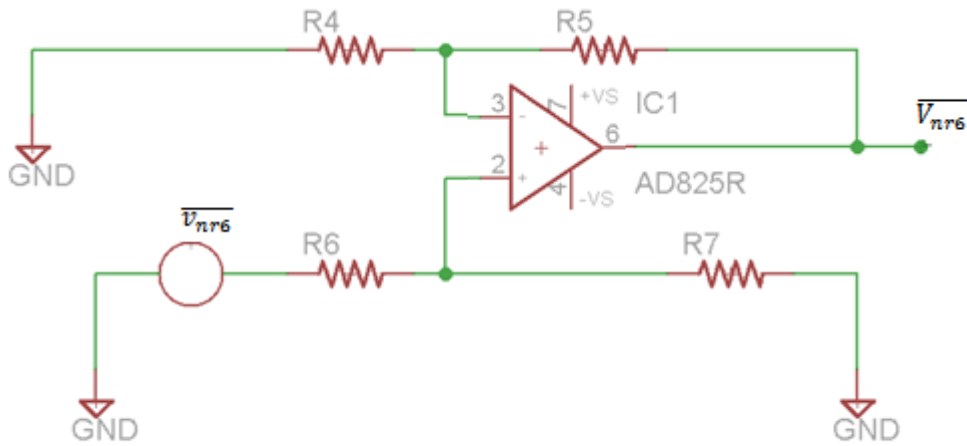


Figura 29. Modelo del ruido térmico aportado por el resistor R₆.

$$(50) \overline{v_{nr6}^2} = \int 4kTR_6 df.$$

$$(51) \overline{V_{nr6}^2} = \overline{v_{nr6}^2} \left(\frac{R_7}{R_6 + R_7} \cdot \frac{R_4 + R_5}{R_4} \right)^2.$$

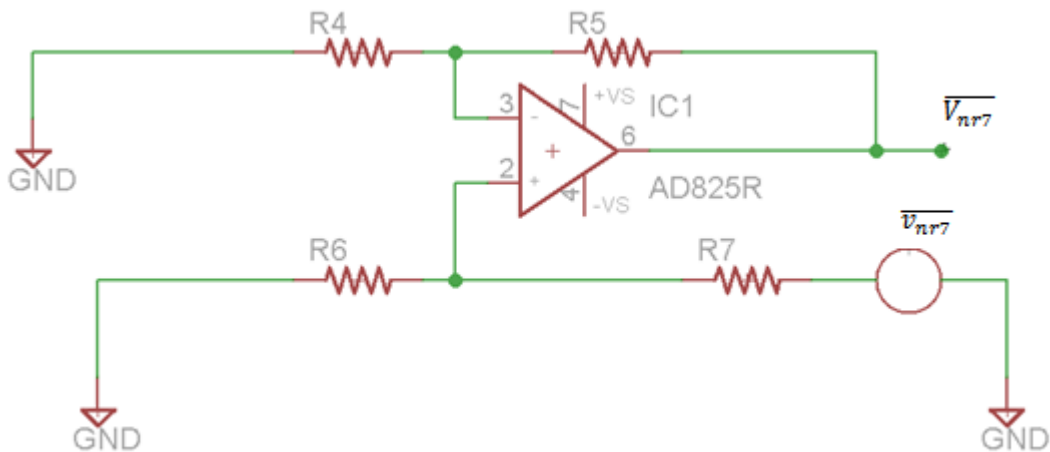


Figura 30. Modelo del ruido térmico aportado por el resistor R₇. $\overline{v_{nr7}}$ $\overline{V_{nr7}}$

$$(52) \overline{v_{nr7}^2} = \int 4kTR_7 df.$$

$$(53) \overline{V_{nr7}^2} = \overline{v_{nr7}^2} \left(\frac{R_6}{R_6 + R_7} \cdot \frac{R_4 + R_5}{R_4} \right)^2.$$

Tras analizar los modelos de las fuentes de ruido representadas en las figuras 27, 28, 29 y 30, se combinan las expresiones (47), (49), (51), (53) para obtener el ruido rms de voltaje de las resistencias debido al ruido térmico que generan:

$$(54) \quad \bar{V}_{RMS} = \sqrt{\bar{V}_{nr4}^2 + \bar{V}_{nr5}^2 + \bar{V}_{nr6}^2 + \bar{V}_{nr7}^2} =$$

$$= \sqrt{\int 4kT \left[\frac{R_5^2}{R_4} + R_5 + R_6 \left(\frac{R_7}{R_6 + R_7} \right)^2 \left(\frac{R_4 + R_5}{R_4} \right)^2 + R_7 \left(\frac{R_6}{R_6 + R_7} \right)^2 \left(\frac{R_4 + R_5}{R_4} \right)^2 \right] df}.$$

Como se ha definido anteriormente $R_4 = R_5 = R_6 = R_7$. De modo que la expresión (49) quedaría simplificada a:

$$(55) \quad E_{RMS} = \sqrt{\int 8kTR_5 \left(1 + \frac{R_5}{R_4} \right) df}.$$

A continuación se procede al cálculo del ruido aportado por el amplificador operacional:

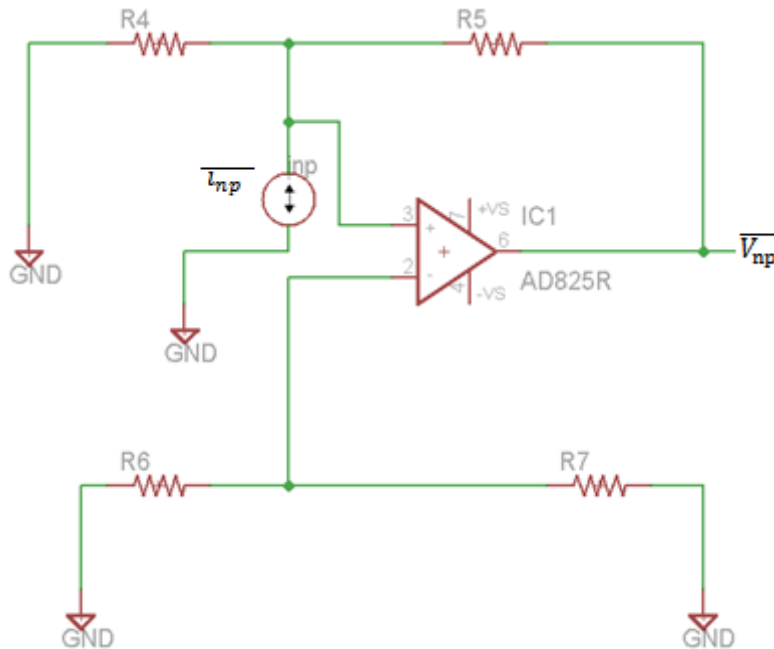


Figura 31. Modelo circuital para el cálculo del ruido generado a la salida del amplificador operacional 3 debido a la corriente de ruido interna del terminal positivo del amplificador operacional.

$$(56) \quad v_+ = i_{np} \frac{R_6 R_7}{R_6 + R_7}.$$

$$(57) \quad \bar{V}_{np}^2 = \int \bar{i}_{np}^2 \cdot \left(\frac{R_6 R_7}{R_6 + R_7} \cdot \frac{R_4 + R_5}{R_4} \right)^2 df.$$

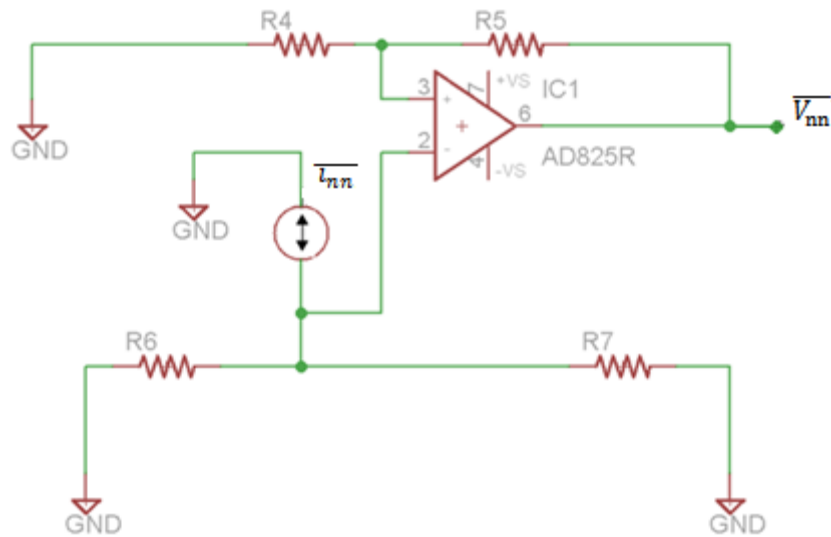


Figura 32. Modelo circuital para el cálculo del ruido generado a la salida del amplificador operacional 3 debido a la corriente de ruido interna del terminal negativo del amplificador operacional.

$$(58) \overline{V_{nn}^2} = \int \overline{I_{nn}^2} \cdot R_5^2 df.$$

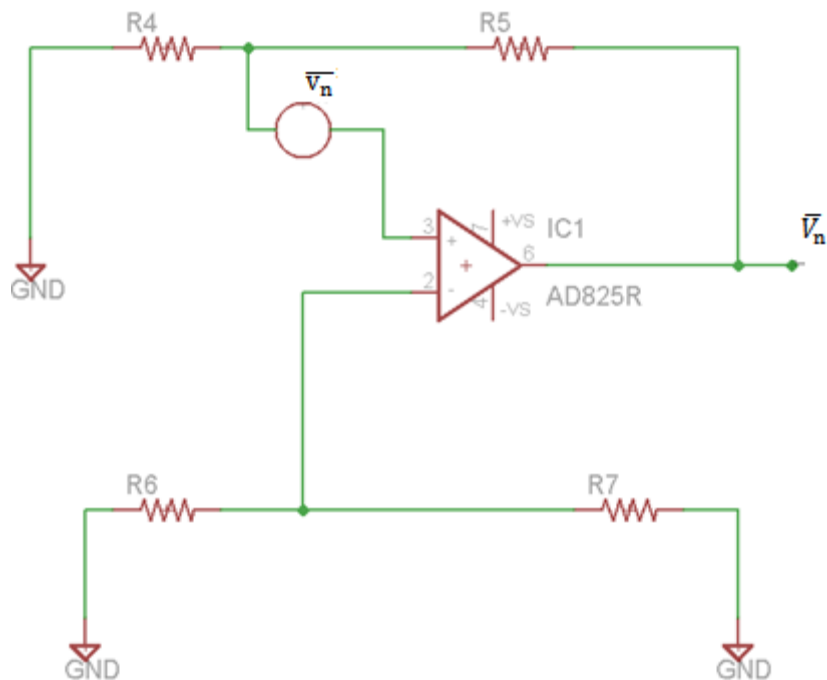


Figura 33. Modelo circuital para el cálculo del ruido generado a la salida del amplificador operacional 3 debido a la tensión de ruido interna del amplificador operacional.

$$(59) \quad \overline{V_n^2} = \int \overline{v_n^2} \cdot \left(\frac{R_4 + R_5}{R_5} \right)^2 df.$$

De manera análoga al cálculo de ruido aportado por las resistencias, se combinan las expresiones (52), (53), y (54) para obtener el ruido rms de voltaje del amplificador operacional:

$$(60) \quad \overline{V_{nOARMS}} = \sqrt{\overline{V_n^2} + \overline{V_{nn}^2} + \overline{V_{np}^2}} =$$

$$= \sqrt{\int \overline{v_n^2} \left(\frac{R_4 + R_5}{R_5} \right)^2 + \overline{i_{nn}^2} R_5^2 + \overline{i_{np}^2} \cdot \left(\frac{R_6 R_7}{R_6 + R_7} \frac{R_4 + R_5}{R_4} \right)^2 df}$$

$$= \sqrt{\int \overline{v_n^2} \left(\frac{R_4 + R_5}{R_5} \right)^2 + (2\overline{i_{nn}} R_5)^2 df}.$$

Se suman las expresiones del amplificador operacional y de las resistencias:

$$(61) \quad \overline{V_{nTARMS}} = \sqrt{\int (8kTR_5 \left(1 + \frac{R_5}{R_4} \right) + \overline{v_n^2} \left(\frac{R_4 + R_5}{R_5} \right)^2 + (2\overline{i_{nn}} R_5)^2) df}.$$

Resolviendo la integral [8]:

$$(62) \quad \overline{V_{nTARMS}} =$$

$$= \sqrt{Beq 8kTR_5 \left(1 + \frac{R_5}{R_4} \right) + v_w^2 \left(\frac{R_4 + R_5}{R_4} \right)^2 (f_{enc} \ln \frac{f_H}{f_L} + Beq) + 2i_w^2 R_5^2 (f_{inc} \ln \frac{f_H}{f_L} + Beq)}.$$

Donde:

- v_w es la especificación de la densidad espectral de potencia del ruido de voltaje del amplificador operacional ($\frac{V}{\sqrt{Hz}}$).
- i_w es la especificación de la densidad espectral de potencia del ruido de corriente del amplificador operacional ($\frac{A}{\sqrt{Hz}}$).
- f_{enc} es la esquina de frecuencia de voltaje.
- f_{inc} es la esquina de frecuencia de corriente.
- $\frac{f_H}{f_L} = Beq$.

En la tabla 3 se muestran los resultados obtenidos:

Fase	Tensión de ruido ($\mu V_{rms}/\sqrt{Hz}$)
Preamplificación	6.18
Diferencial	0.14

Tabla 3. Resultados del ruido generado en el circuito.

El factor determinante en la etapa de preamplificación ha sido la aportación del ruido de tensión generado en los propios amplificadores. No obstante, en la etapa diferencial ha sido la aportación de la corriente de ruido del amplificador operacional.

Sin embargo, el ruido generado en la última etapa es despreciable frente al generado por los dos primeros amplificadores operacionales, razón por la cual el amplificador operacional elegido para el diseño sea el lf355, que presenta una densidad espectral de tensión de ruido baja de $20\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ y por tanto minimiza la aportación de ruido por parte del término que juega un papel determinante en el nivel de ruido de salida como se muestra en la tabla 3.

Se aprecia en la tabla que el ruido es despreciable frente a la amplitud de la señal del ECG tras el acondicionamiento, cuya MSD se encuentra en el rango de las decenas de mV.

5.4 Filtro paso bajo

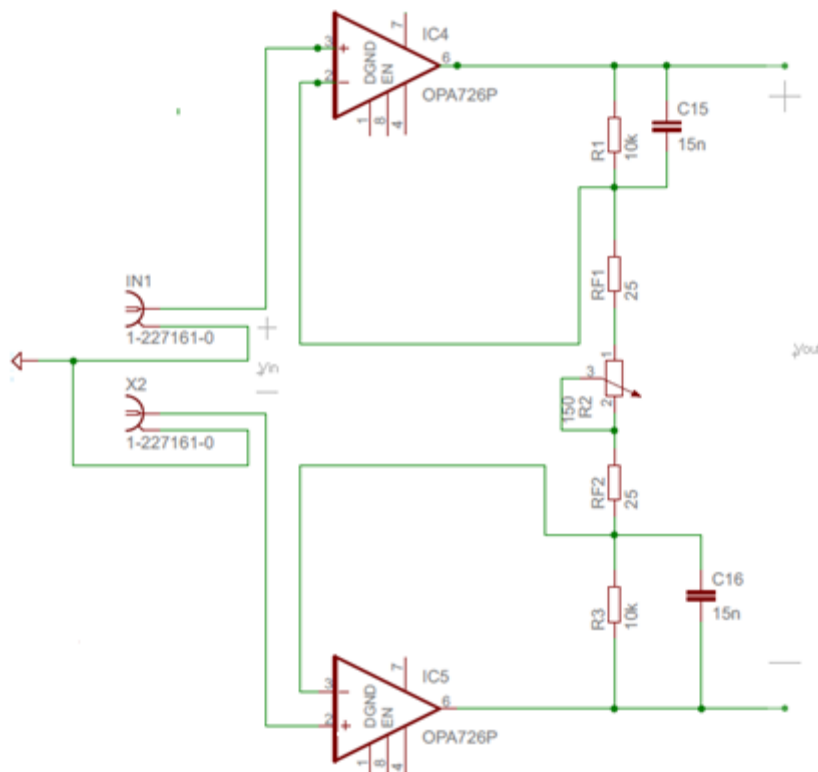


Figura 34. Filtro paso bajo implementado.

En el análisis de la figura 34, se consideran los amplificadores operacionales como ideales, I_1 la corriente que circula por R_2 , Z_{p1} la impedancia paralela equivalente entre R_1 y C_{15} , Z_{p2} la impedancia paralela equivalente entre R_2 y C_{16} , V_1 la tensión sobre Z_{p1} y V_2 la tensión sobre Z_{p2} :

$$(63) \quad Z_p = \frac{R_1}{1 + R_1 C_{15} s} = \frac{R_1}{1 + R_1 C_{16} s}.$$

$$(64) \quad V_1 = I_1 Z_{p1}.$$

$$(65) \quad V_2 = I_1 Z_{p2}.$$

$$(66) \quad V_{OUT} = I_1 (Z_{p1} + Z_{p2}) = V_{IN} \frac{Z_{p1} + Z_{p2}}{Z_2}.$$

Dado que $C_{15} = C_{16}$:

$$(67) \quad H(s) = \frac{R_1}{1 + R_1 C_{15} s} + \frac{R_3}{1 + R_3 C_{16} s} = \frac{2R_1}{1 + R_1 C_{15} s}.$$

Se trata de un filtro paso bajo de primer orden con una constante de tiempo:

$$(68) \quad \tau = R_1 C_{15}.$$

Por lo que su frecuencia de corte definirá el valor asignado al condensador será:

$$(69) \quad f_c = \frac{1}{2\pi\tau}.$$

Se va a definir una frecuencia de corte de 1 kHz:

$$(70) \quad C_{15} = C_{16} = \frac{1}{2\pi \cdot 10^3 \cdot 10^4} \approx 15 \text{ nF}.$$

5.5 Elección del amplificador operacional

Como se ha explicado anteriormente en la sección (5.3), el factor determinante en la elección del amplificador operacional era su aportación de ruido al sistema. No obstante, debía cumplir otros factores como el slew rate mínimo para detectar todos cambios en el voltaje de la señal de entrada, poseer un producto ganancia ancho de banda suficiente y un encapsulado implementable con los recursos disponibles.

- Slew rate:

Para calcular el slew rate máximo se divide la amplitud máxima del ECG, que corresponde al intervalo QRS, entre el intervalo más corto, el intervalo QR:

$$(71) \quad Slew Rate_{max} = \frac{3.5mV}{35ms} = 1 \cdot 10^{-8} \frac{V}{\mu s}.$$

El slew rate mínimo del amplificador lf355 es de 5 V/μs, de modo que cumple con las especificaciones.

- Producto ganancia – ancho de banda (GBW – Gain – Bandwidth product):
Se pretende una ganancia máxima de 200 en un rango de frecuencias desde 0 hasta 1 KHz:

$$(72) \text{ GBW} = 200 \text{ kHz.}$$

El GBW del amplificador operacional es de 2.5 MHz, cumpliendo de este modo con las especificaciones.

- Encapsulado:

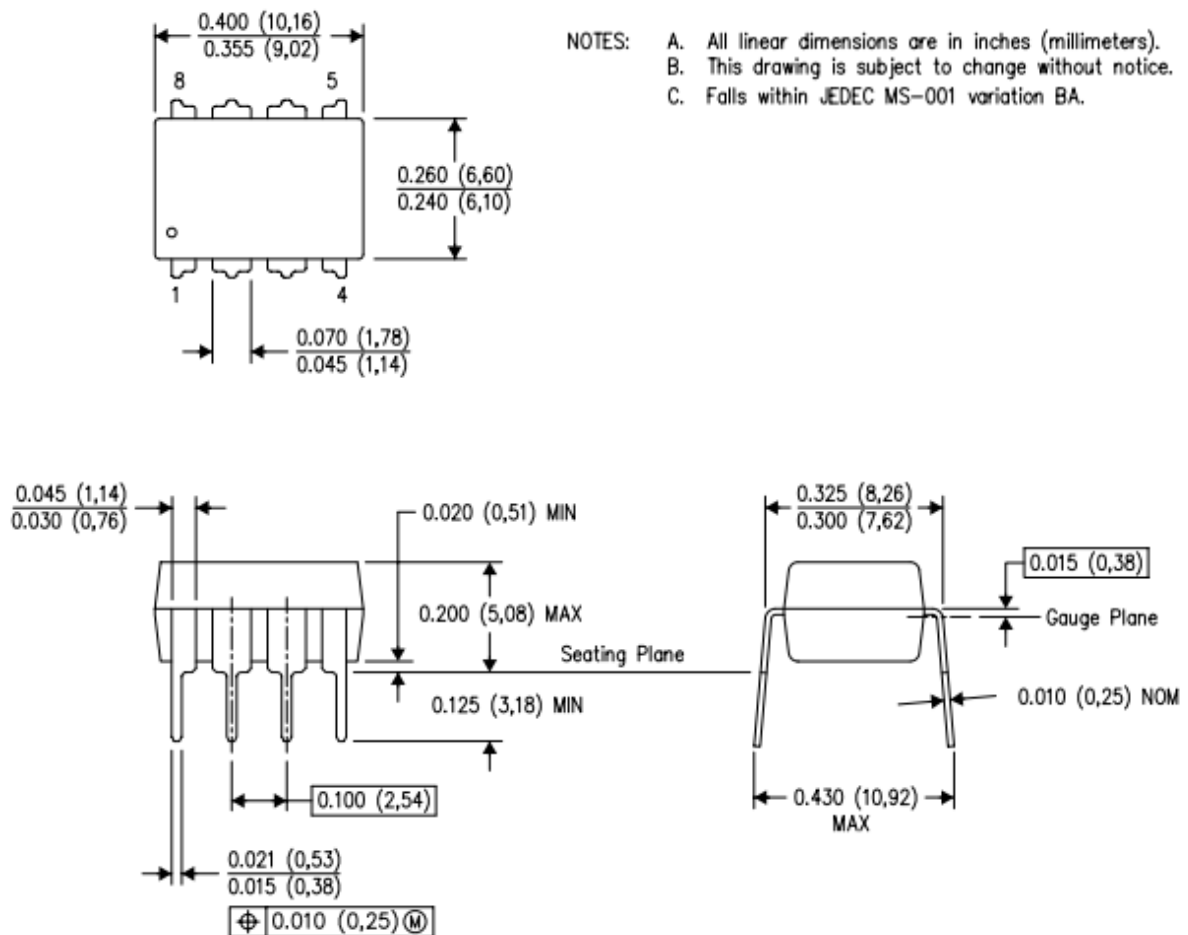


Figura 35. Encapsulado escogido para el amplificador operacional [7].

6. Implementación y caracterización de un prototipo.

La implementación de la topología expuesta en el apartado anterior se va a llevar a cabo sobre una placa Printed Board Circuit (PCB). Esta fase final del diseño tiene un impacto importante sobre las prestaciones finales del dispositivo.

Uno de los aspectos que hay que tener en consideración es establecer un by-pass entre las fuentes de alimentación de los amplificadores operacionales y los pines de entrada de los mismos. Para ello se emplean generalmente una de las dos técnicas siguientes:

- Rails to ground: Se conectan múltiples condensadores de forma paralela desde los pines de alimentación del amplificador operacional directamente a tierra, en general basta con dos condensadores.

La colocación de varios condensadores asegura una ruta de baja impedancia desde los pines de alimentación a lo largo de un gran ancho de banda, ayudando de este modo a compensar el decremento del power-supply-rejection (PSR) con el aumento de la frecuencia. Este camino de baja impedancia ayuda a que el ruido no deseado no se dirija al interior del amplificador operacional.

A bajas frecuencias, los condensadores más grandes ofrecen la ruta de baja impedancia, mientras va aumentando la frecuencia, van perdiendo su eficacia y se van volviendo más inductivos, razón por la que se recomienda el uso de varios condensadores de capacidades diferentes para que actúe el siguiente cuando empieza a fallar el primero:

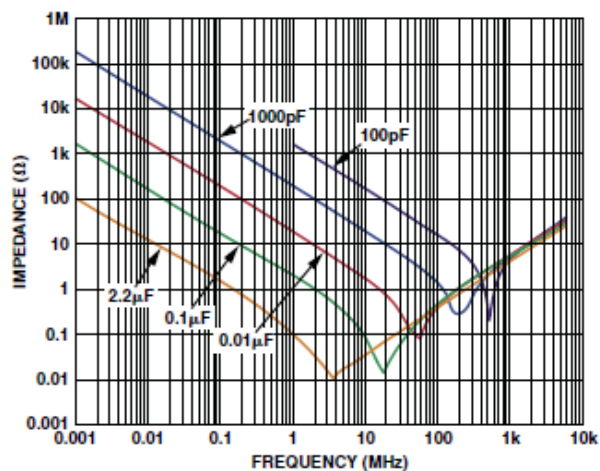


Figura 32. Capacidad de los condensadores frente a la frecuencia [11].

6.1 Proceso de fabricación

La elaboración de la placa PCB se ha llevado a cabo en 5 fases:

1. Diseño del prototipo: Como se muestra en la figura 33, la primera fase consiste en el diseño, llevado a cabo en este caso mediante el software Eagle. En el diseño se tienen que tener en cuenta numerosos aspectos:
 - Tamaño de los pads/vías: Han de ser lo suficientemente grandes como para que puedan introducirse los terminales de los elementos y dispositivos electrónicos.
 - Encapsulado de los componentes: Aspecto fundamental debido a que el encapsulado escogido ha de ser uno que sea implementable con los medios disponibles.
 - Plano de tierra: Debe ser lo más continuo posible para evitar la introducción de señales no deseadas debido a interferencias electromagnéticas.
 - Condensadores de desacoplo: De las dos técnicas explicadas en el apartado anterior se ha empleado rails to ground, situándolos lo más cercano posible a los pines de alimentación de los amplificadores operacionales.
 - Evitar ángulos rectos en las trazas: El cambio de anchura de la traza altera las características de la línea de transmisión, especialmente la inductancia y capacitancia propias de la traza, resultando en el reflejo de parte de la señal. En la figura 34 se muestra la mejor solución al cambio de dirección de la traza.



Figura 34. Soluciones para evitar ángulos rectos en las trazas [11].

- Número de capas: Se ha escogido un diseño de dos capas en el que la mayoría de las señales circulan por la cara inferior, mientras que la cara superior se deja básicamente para el plano de tierra y el menor número de conexiones posibles para asegurar la mayor continuidad posible del plano de tierra.

2. Impresión del diseño: Presentando áreas opacas y transparentes con el patrón a imprimir. Posteriormente se coloca interponiéndose entre la placa preparada y la fuente de radiación ultravioleta, de este modo, se exponen a la luz sólo unas partes de la fotorresina.
3. Revelado: Se emplea un agente químico con el que reacciona la fotorresistencia, dejando de este modo el patrón grabado en la placa.
4. Aclarado: Se limpian los restos de fotorresina mediante la inmersión de la oblea en ácido clorhídrico.
5. Comprobación de las conexiones: Mediante el uso de un polímetro.
6. Taladrado y soldadura.

6.2 Mediciones.

6.2.1 Medida de la respuesta en frecuencia.

Para la realización de la medición de la respuesta en frecuencia del circuito se emplearon los siguientes equipos:

- Generador de funciones.
- Generador de señal.
- Osciloscopio.

En el primer prototipo se realizó con amplificadores operacionales lt1028 debido a que ofrecían unas prestaciones de ruido muy buenas. No obstante, no se obtuvieron datos concluyentes debido a que hubo un fallo de diseño: En la etapa diferencial se realimentó el amplificador por la entrada positiva causando que se saturase y obteniéndose a la salida la tensión de saturación del operacional.

No obstante, a pesar la corrección de los errores, la señal obtenida de la etapa de preamplificación tampoco era coherente. Por ello se procedió a la implementación del prototipo en una 'protoboard' y una revisión de la documentación del amplificador llegándose a las siguientes conclusiones:

- El amplificador lt1028 era inestable para sensores de realimentación con valores superiores a 68 pF.
- Las capacidades parásitas introducidas por la protoboard causaban la oscilación del amplificador.

También se repitió el prototipo en la protoboard con los amplificadores ua741 para comprobar que el diseño que se estaba midiendo era el correcto. Las medidas coincidían con los cálculos, no obstante, se descubrió que algunos de los ua741 presentaban una tensión de offset demasiado elevada.

Después de resolver todos los contratiempos sufridos en esta primera fase de mediciones se llevó a cabo el diseño de 3 circuitos impresos:

- El primero contendría solo la mitad de la etapa de preamplificación, como se observa en la figura 35. El objetivo sería comprobar el correcto funcionamiento de los amplificadores operacionales antes de usarlos en el prototipo definitivo:

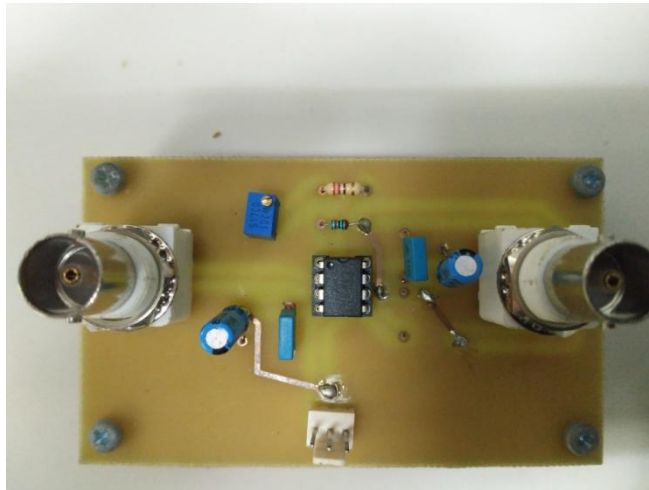


Figura 35. Prototipo de amplificador basado en un amplificador operacional.

- El segundo contendría un diseño de un amplificador de instrumentación que aparece en las especificaciones del operacional It1028 (figura 36). El objetivo sería la implementación de un prototipo que ya ha sido probado por Linear Technology y que funciona seguro.

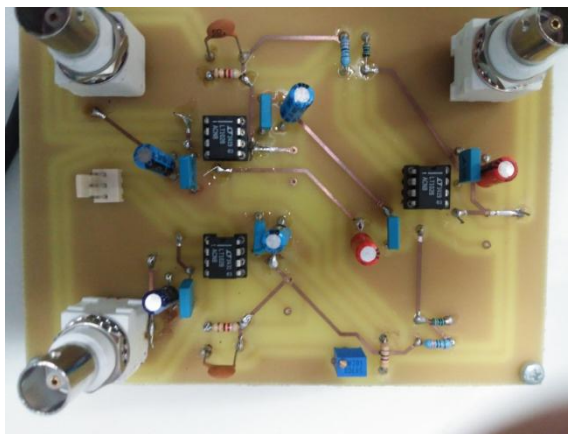


Figura 36. Prototipo de amplificador de instrumentación de Linear Technology

- El tercero contendría el diseño llevado a cabo con la corrección de la realimentación de la etapa diferencial y la sustitución del amplificador lt1028 por el lf355, cuyas prestaciones de ruido son también válidas para este diseño (figura 37):

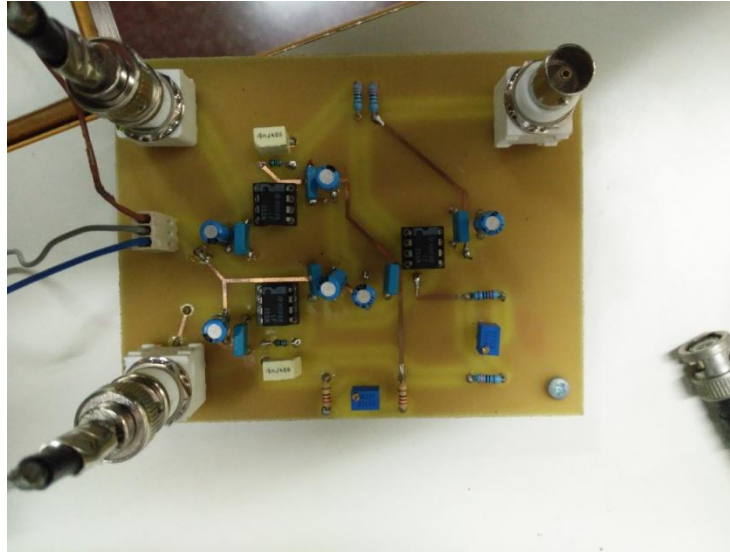


Figura 37. Prototipo final.

Tras la implementación de los 3 prototipos, se procedió a la medición del diseño original obteniéndose los siguientes resultados para una tensión de entrada de 20mV de pico a pico:

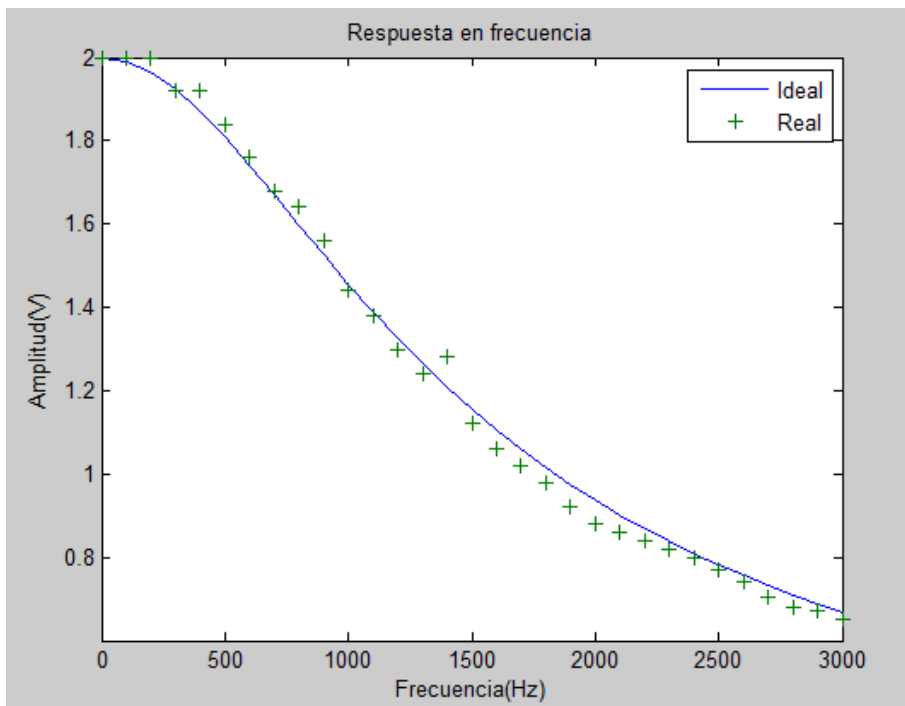


Figura 38. Respuesta en frecuencia del sistema (verde) frente al cálculo teórico ideal (azul).

Coincidiendo la ganancia máxima del sistema (200) y la frecuencia de corte calculada (1kHz) como se aprecian en las figuras 39 y 40 respectivamente.

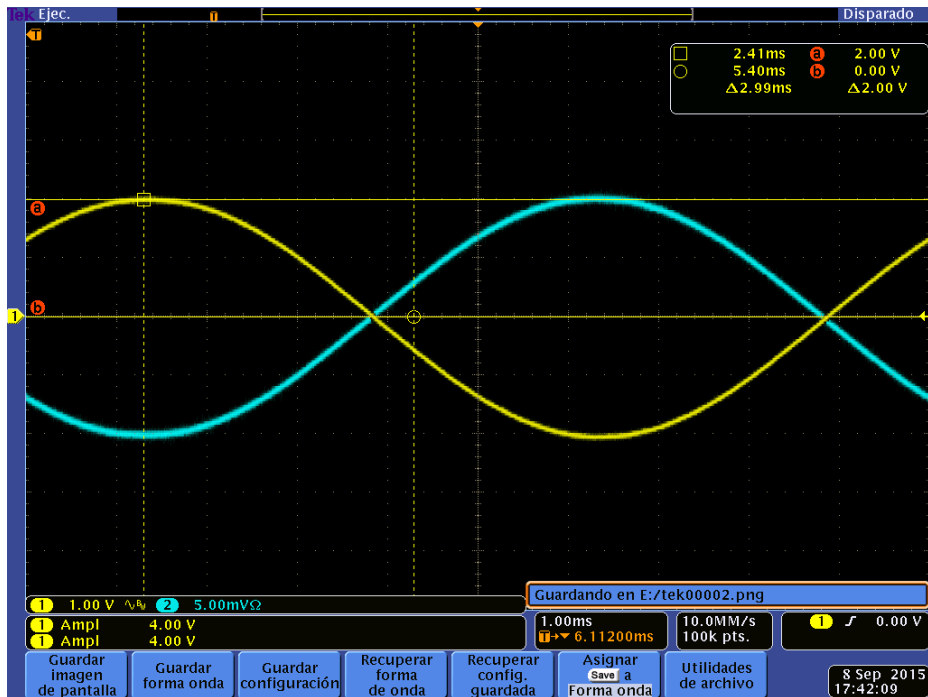


Figura 39. Ganancia máxima del sistema a 100Hz.

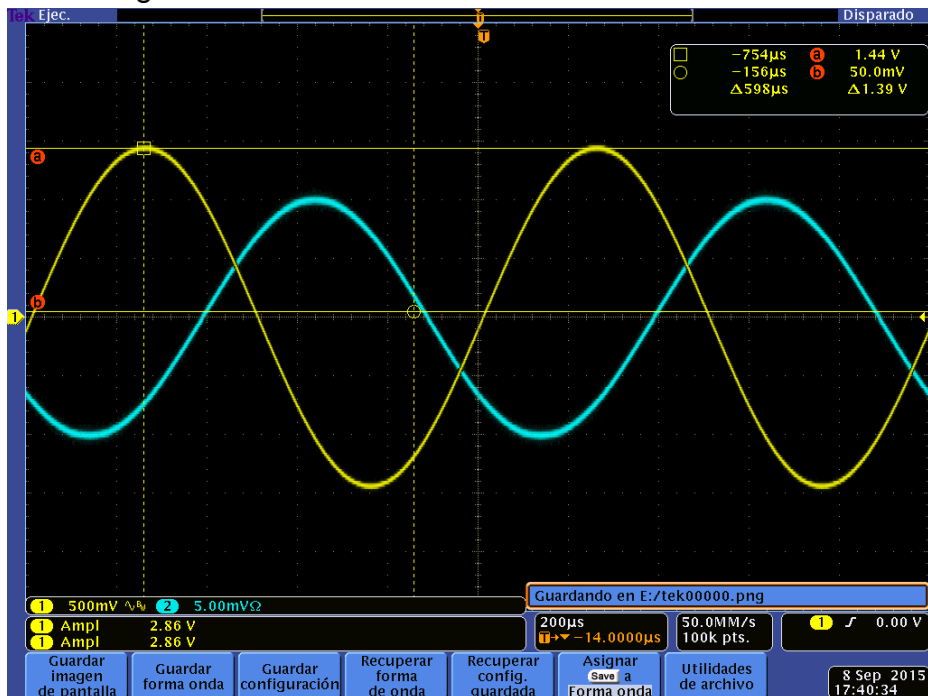


Figura 40. Ganancia máxima del sistema a 1KHz.

6.2.2 Medida del ruido interno.

Por último se procedió a la medición de las prestaciones de ruido, para ello se emplearon los siguientes equipos presentes en la figura 41:

- Amplificador de instrumentación.
- Osciloscopio FFT.
- Fuente de alimentación.

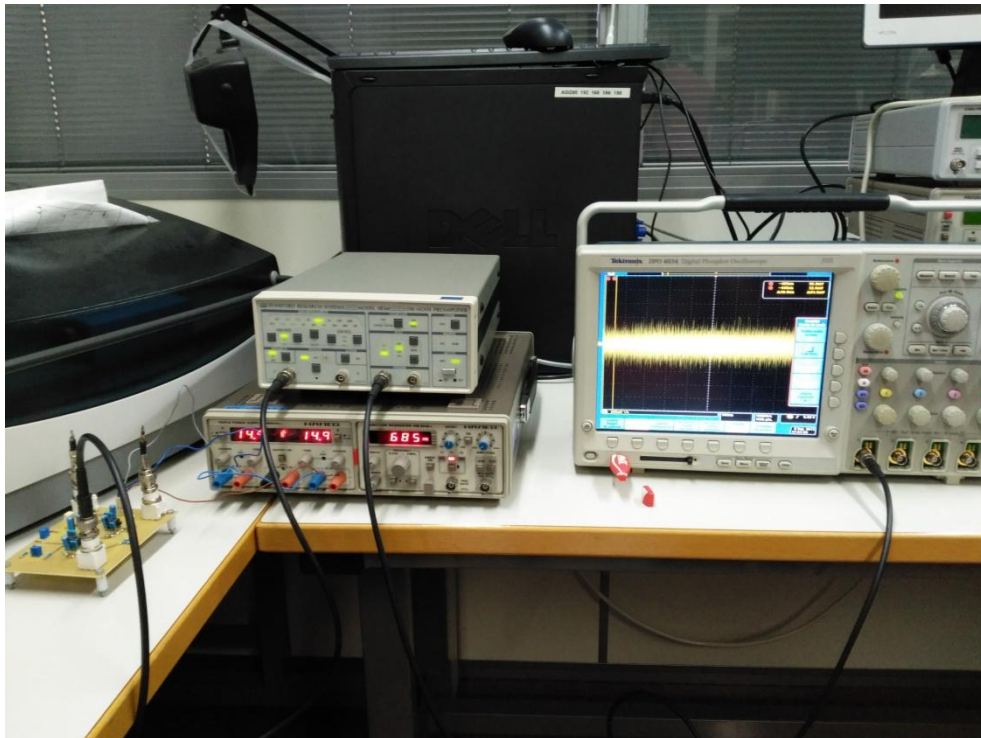


Figura 41. Foto del puesto de mediciones de ruido.

En la medición del ruido se observaron las siguientes interferencias de la red eléctrica debido a que no funcionaba batería del amplificador de instrumentación y tuvo que ser alimentado con la red eléctrica. Presentando tonos con una potencia considerablemente mayor que la señal que pretendemos medir. En las figuras 41 y 42 se observan los tonos situados a 50 y 150 Hz respectivamente:

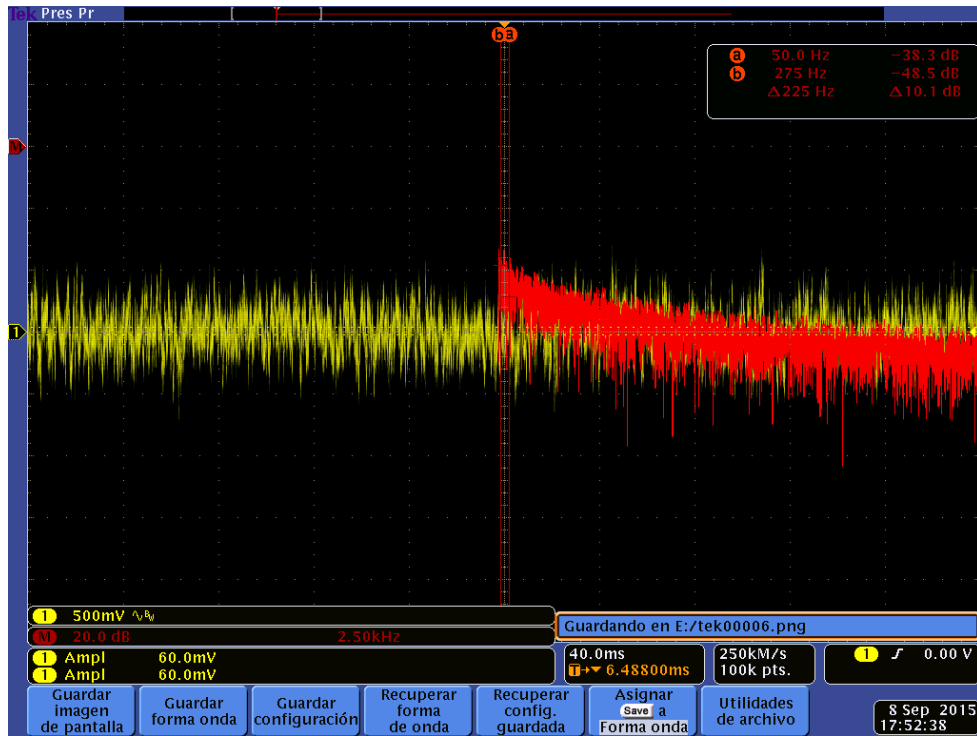


Figura 41. Ruido (amarillo). Densidad espectral de potencial del ruido (rojo).
Cursor A sobre el tono de 50 Hz.

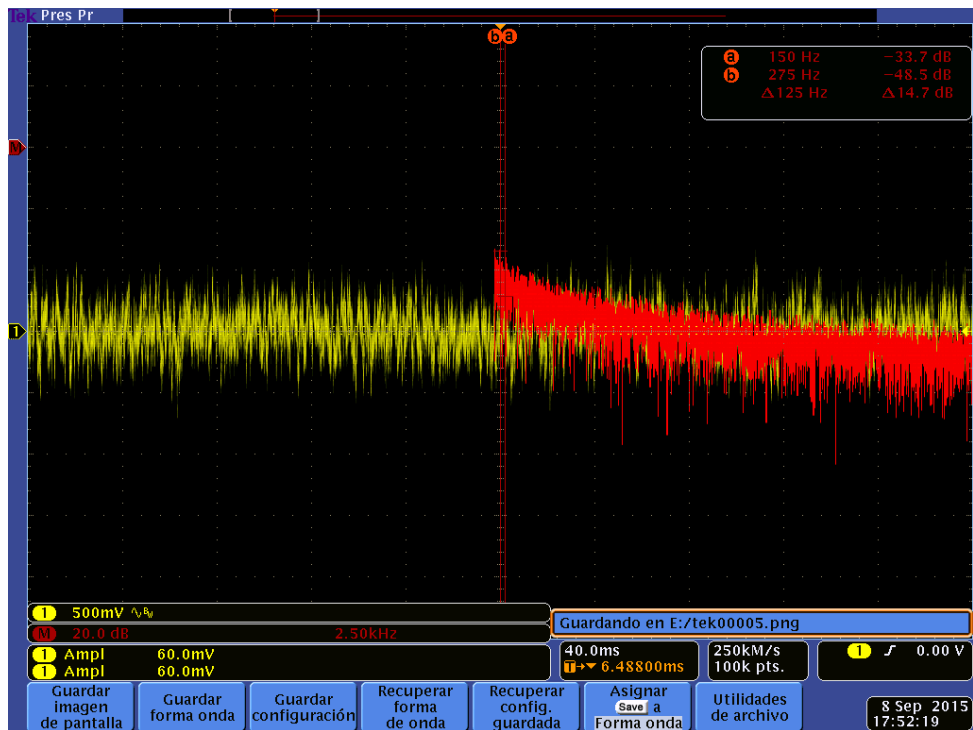


Figura 42. Ruido (amarillo). Densidad espectral de potencial del ruido (rojo).
Cursor A sobre el tono de 150 Hz.

Las interferencias presentes a la salida del amplificador hacen imposible la medida precisa de la tensión de ruido. No obstante, la desviación típica medida para la señal de salida es de $11.88\mu V/\sqrt{Hz}$, por lo que se supone que el ruido interno del amplificador es menor que este valor. Aunque es superior al valor inicialmente diseñado ya que contiene aportación de ruido e interferencias, está por debajo del nivel de tensión correspondiente al ruido de cuantificación de la tarjeta de adquisición, con lo que se da por validado el diseño realizado.

7. Conclusiones y líneas futuras de trabajo

Las conclusiones a las que se han llegado durante la realización de este Trabajo de Fin de Grado pueden dividirse en las mismas fases de su realización:

- Conclusiones del estudio previo del ruido:
 - Se trata de un factor esencial en el diseño de sistemas de sensado de señales debido a su naturaleza aleatoria y a las numerosas fuentes de ruido que se hallan tanto en el circuito como externas a él.
 - El conocimiento del contenido en frecuencia de los diferentes tipos de ruido es esencial para su caracterización debido a que en ella se describe su influencia para una frecuencia determinada.
 - Realizar un diseño de mínimo ruido permite mejorar las prestaciones del cabezal de adquisición de biopotenciales a priori. Posteriormente, el procesado digital no permite mejorar la relación señal a ruido.

- Conclusiones del estudio de las diferentes topologías de amplificadores de biopotenciales:
 - Es necesario el análisis de las diferentes opciones de implementación del cabezal, evaluando las ventajas e inconvenientes de cada una, para así realizar un diseño que cumpla con las prestaciones especificadas.

- Conclusiones del diseño del sistema de acondicionamiento de señal:
 - En este diseño la fuente principal de ruido era el ruido de tensión de entrada de los amplificadores operacionales. La detección de la influencia de este factor permitió la realización de cambios importantes en los componentes del mismo sin empeorar la relación señal-ruido.
 - El diseño del filtro paso bajo atenúa la potencia de ruido entregada al sistema a partir de la frecuencia deseada.

- Conclusiones de la implementación y caracterización de un prototipo:
 - o Además de unas prestaciones de ruido adecuadas, hay que tener en cuenta otros factores que también influyen en el funcionamiento del sistema, como la estabilidad. En el primer prototipo diseñado e implementado no se tuvo en cuenta las condiciones de estabilidad del operacional, lo que derivó en una errónea implementación del mismo y un mal funcionamiento del sistema.
 - o En el diseño de la placa hay que considerar los medios disponibles para su fabricación: tamaño de vías, encapsulado de los operacionales, tamaño de los componentes, etc. También son esenciales el trazado de las líneas y la continuidad del plano de tierra para no introducir interferencias no deseadas en la señal.
 - o Durante la caracterización de un prototipo puede haber múltiples factores que originen una medida errónea. Por ello, es importante descomponer el sistema en tantos elementos como sea posible e ir haciendo pruebas de forma incremental para localizar los fallos.

Tras la realización del proyecto se definen las siguientes líneas futuras de trabajo:

- Implementación del prototipo con electrodos para su prueba en seres humanos.
- Diseño de un cabezal de adquisición de biopotenciales con un ajuste automático de la ganancia.
- Diseño de sistemas de adquisición de señales aplicados a otros biopotenciales generados por el cuerpo humano (EMG, EEG, EGG,...).

8. Bibliografía

- [1] Bioelectrical signal processing in cardiac and neurological applications, Leif Sörnmo and Pablo Laguna, Elsevier Science Publishing Co Inc, United States, 2005, ISBN: 9780124375529.
- [2] Netter, fundamentos de fisiología, Susan E. Mulroney y Adam K. Myers, Elsevier Mason, 2011, ISBN: 9788445802007.
- [3] Instrumentación biomédica, Álvaro Tucci, Lulu, 2007, ISBN: 978143032650.
- [4] Medical instrumentation, application and design, 4th edition, John G. Webster, John Wiley & Sons, inc., 2009, ISBN: 9780471676003.
- [5] Principles of Measurement and Transduction of Biomedical Variables, Vera Lúcia da Silveira Nantes Button, Elsevier, 2015, ISBN: 978-0-12-800774-7.
- [6] Op Amps for everyone, design reference, Ron Mancini, editor in chief, http://web.mit.edu/6.101/www/reference/op_amps_everyone.pdf.
- [7] LF155/LF156/LF256/LF257/LF355/LF356/LF357 JFET Input Operational Amplifiers <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lf357.pdf>
- [8] Noise analysis in operational amplifier circuits, application report SLVA043B, <http://www.ti.com/lit/an/slva043b/slva043b.pdf?keyMatch=SLVA043B&tisearch=Search-EN>.
- [9] Sensores y acondicionadores de señal, Ramón Pallás Areny, Marcombo Boixareu editores, 2003, ISBN: 87-267-1344-0.
- [10] <http://sine.ni.com/nips/cds/view/p/lang/es/nid/11886#specifications>.
- [11] A Practical Guide to High-Speed Printed-Circuit-Board Layout, <http://www.analog.com/library/analogDialogue/archives/39-09/layout.pdf>.