

Elementos de diseño de circuitos de Amplificación del ECG

Br. Martin Oliveri, Tel: (5982)7121413. Email: martti@adinet.com.uy

Monografía vinculada a la conferencia del Dr. Walter Reyes sobre “Equipamiento para electrofisiología o como la radio frecuencia puede sustituir intervenciones a corazón abierto”

Núcleo de Ingeniería Biomédica de las Facultades de Ingeniería y Medicina.

Facultad de Ingeniería, Instituto de Ingeniería Eléctrica, Herrera y Reissig 516.

Facultad de Medicina, Hospital de Clínicas, Av. Italia 2870, Piso15

Resumen: —En este documento vamos a tratar el procesamiento de señales de electrofisiología, en particular la señal de ECG luego de ser adquiridas por medio de sensores. Veremos cuales son las principales fuentes de error en la medida y adquisición de las mismas, como tratar dichos errores para minimizarlos y los requisitos para el procesamiento o medida en forma correcta de las mismas. En esta última parte se verán los requerimientos sobre los circuitos que amplifican y filtran dichas señales.

Palabras claves: ECG, Señal de electrofisiología, Amplificación.

I. INTRODUCCION

El motivo del estudio de las señales electrofisiológicas es que para la obtención de la mayoría de las mismas no es necesario aplicar métodos invasivos al paciente, y estas revelan mucha información si son correctamente interpretadas por el médico o experto correspondiente. Otro motivo es la fácil adquisición de dichas señales; la mayor parte de las veces solo precisamos el uso de electrodos que adquieran las señales de la piel u otro lugar del cuerpo humano (según sea lo que se desee medir) y cables que la transmitan a la unidad de procesamiento de la misma. Una ventaja agregada con la llegada del computador es la digitalización de la misma. La digitalización es el proceso de tomar muestras de una señal eléctrica analógica y guardar dichas muestras en formato digital. Luego dicha señal se almacena como datos a efectos de ser estudiada, almacenada, procesada o enviada a algún lugar de interés según sea la necesidad requerida; el hecho que la señal sea digital facilita cualquiera de los puntos nombrados anteriormente.

Existen una gran variedad de fuentes de señales electrofisiológicas que son de gran interés para el estudio médico, tales como: el corazón, los ojos, el cerebro, los músculos, etc. El más conocido de los estudios es el ECG, en el cual se estudia la actividad cardiaca a través del registro de las señales eléctricas que emite el corazón. Otros son el EEG

(electro encefalograma) donde se registra la actividad eléctrica del cerebro; el ERG (electroretinograma) y EOG (electrooculograma) que registran la actividad eléctrica de la retina y el movimiento ocular respectivamente; el EMG (electromiograma) utilizado para la valoración en actividad muscular; EGG asociado a los movimientos peristálticos gastro-intestinales.[1]

Los valores que se registran en los diferentes estudios aquí referidos son de un valor muy pequeño, del orden de algún milivoltio (ECG) o en algún caso del orden de algunos microvoltios (EEG), según se indica en Tabla 1. [2]

PARÁMETRO	FRECUENCIA(Hz)	AMPLITUD
EEG	0 – 150	5-300 μ V
ECG	0.01 – 250	0.5-4 mV
EOG	0,1 – 10	1 μ V
EMG	50 – 5000	1mV

Tabla 1: Esta tabla presenta algunos valores típicos de amplitud de la señal a medir y el rango de interés en frecuencia. (Tabla tomada de Carlos A Ramírez R., Miguel A. Hernández S., “Procesamiento en tiempo real de variables Fisiológicas”, Universidad Nacional Experimental de Táchira.)

Esto es un problema para el relevamiento de las mismas ya que la visualización se hace muy complicada a estos niveles de voltaje y las hace susceptibles a la interferencia y el ruido. Por este motivo dichas señales se deben amplificar, aislar y filtrar para tener una correcta lectura de los puntos de interés.

Analizaremos los diferentes problemas y soluciones al estudio de las señales de electrofisiología usando como modelo la obtención de la señal de ECG y veremos los parámetros de diseño de los amplificadores y filtros a utilizar en el procesamiento de dicha señal.

Cada vez que el corazón late establece un campo dieléctrico, ya que los impulsos que preceden la contracción del corazón excitan las fibras musculares miocárdicas y producen corrientes eléctricas que se difunden por todo el cuerpo; el corazón actúa como un generador dentro de un conductor volumétrico y anisotrópico, motivando que la corriente generada se difunda a la superficie del conductor. Por lo que se podrá estudiar la actividad cardiaca a través del estudio de

potenciales eléctricos que serán adquiridos mediante la ubicación de electrodos en la superficie corporal. La ubicación de los electrodos determina diferentes niveles de potenciales y distintos componentes en frecuencia de la señal a relevar, en particular las componentes de altas frecuencias son las más afectadas. La mayor parte de la energía está concentrada en un rango limitado de frecuencias indicado en Tabla 1 por lo que componentes adicionales en frecuencias mayores solo distorsionarán la señal y deberán de ser filtrados.

Palabras claves: señal analógica, señal digital, frecuencia, potenciales eléctricos, electrodos.

II. ANALISIS

El modo de medida de las señales electrofisiológicas es de manera diferencial, ya que se registran como la diferencia de potencial eléctrico entre dos puntos. La señal de ECG es muy susceptible a ser afectada por diferentes tipos de señales eléctricas, algunas de carácter externo al circuito de medida y otras de carácter interno. Denominamos a las señales de origen interno ajenas a la señal de interés que son susceptibles a provocar un error en el sistema de medida *Ruido*, e *Interferencia* a las señales con las mismas características que son de origen externo [3]. Para eliminar el efecto de las fuentes de error se debe de tener un buen entendimiento de las mismas y la manera en que estas afectan la señal a medir. Las principales fuentes de ruido son:

- (1) La fuente de alimentación: ruido provocado por desequilibrios en el transformador de la fuente de alimentación, acoplos capacitivos entre el primario y el secundario y ripple.
- (2) Acoplamiento capacitivo interno entre diferentes componentes.
- (3) Ruido de componentes: ruido térmico introducido por las resistencias del circuito, ruido de componentes propios.
- (4) Ruido de cuantización: en caso de procesamiento digital de la señal, el cuantizador introduce un error al transformar la señal analógica a una muestra digital.

La elección de componentes de calidad en nuestro circuito y un buen diseño disminuye en gran parte los efectos antes mencionados.

Fuentes de interferencia:

- (1) Acoplamiento capacitivo de la red a cables de medida y a electrodos.
- (2) Acoplamiento capacitivo de la red al paciente.
- (3) Interferencia de campos magnéticos: los cables de adquisición y el paciente forman un circuito de lazo cerrado, si dicho lazo es atravesado por un campo magnético se inducen corrientes parásitas que generarán distorsión en la señal medida.
- (4) Potencial de contacto: aparece una diferencia de potencial entre los electrodos y el paciente, el cual varía si se mueve el electrodo.
- (5) Potencial bioeléctrico: aparece como consecuencia del movimiento del paciente (masa muscular provoca interferencia).

Presentamos a continuación las soluciones para minimizar los distintos efectos de interferencia antes nombrados y en el mismo orden en que fueron citados:

- (1) Utilización de cables blindados o apantallados, teniendo especial cuidado de conectar a la entrada modo común del amplificador la pantalla del cable, ya que de lo contrario aparecerían capacidades parásitas mayores (entre la pantalla y el cable) a las que se desean eliminar.
- (2) Atenuar en el circuito amplificador la señal modo común que genera con el acople capacitivo de la red al paciente. Esto se realiza diseñando un amplificador que tenga baja ganancia a señales en modo común respecto de la ganancia de señales diferenciales.
- (3) Se trenzan los cables desde el equipo hasta el paciente, disminuyendo así el área de flujo del campo magnético y en consecuencia disminuye la corriente inducida.
- (4) Mantener los electrodos lo más limpios posibles y se debe utilizar algún tipo de sustancia conductora para disminuir la resistencia eléctrica entre la piel y el electrodo.
- (5) El paciente se debe de mantener lo más quieto posible.

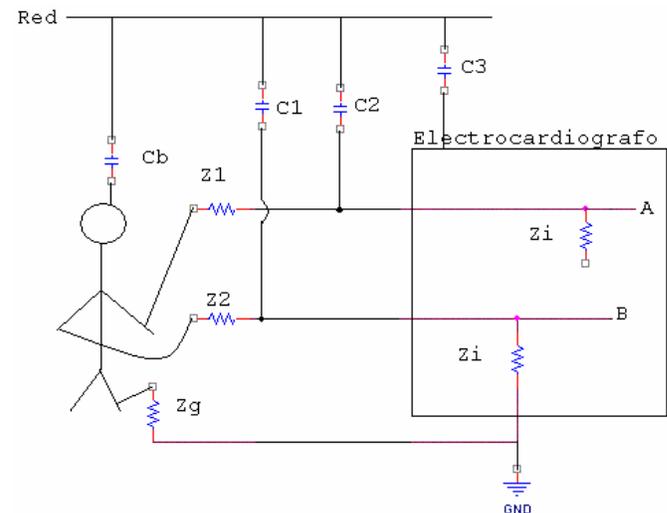


Figura 1: Modelo de los acoplos capacitivos de la red que producen interferencia. (Extraído del libro: “Médical Instrumentation Applications and Design”, autor Jhon G. Webster)

Un modelo bastante bueno de cómo afecta las señales de interferencia lo vemos en la Figura 1. \$Z_1\$, \$Z_2\$ y \$Z_g\$ son las impedancias dadas por los elementos de adquisición de señales.

Se modela el acoplamiento de la red a los cables de medida con capacitores \$C_1\$ y \$C_2\$, por los que circula una corriente \$i_{d1}\$ e \$i_{d2}\$ respectivamente, las cuales supondremos del mismo orden \$i_{d1} \approx i_{d2}\$ entonces tendremos:

$$v_a - v_b = i_{d2} (Z_1 - Z_2)$$

Valores medidos para cables de 9 m muestran \$i_d \approx 6\$ nA (aunque este valor puede variar), y para una diferencia de impedancia de electrodos de 20 kΩ:

$$v_a - v_b = 120 \mu V$$

Valor que es apreciable en la medida. [4]

El acople de la red al paciente se modela en C_b , el flujo de una corriente i_{db} provocará una señal modo común v_{cm} :

$$v_{CM} = i_{db} \cdot Z_G$$

$$v_{CM} = 0.2 \mu A \cdot 50k\Omega = 10 mV$$

Este tipo de voltajes no sería problema si el amplificador fuera ideal y Z_i (impedancia de entrada al amplificador) fuera infinito. En la siguiente ecuación se muestra el efecto de dicha señal modo común y como incide la impedancia de entrada.

$$v_a - v_b = v_{CM} \left(\frac{Z_i}{Z_i + Z_1} - \frac{Z_i}{Z_i + Z_2} \right)$$

Como Z_i es mucho mayor que Z_2 y Z_1 en la mayoría de los circuitos, aproximamos la ecuación anterior por:

$$v_a - v_b = v_{CM} \left(\frac{Z_2 - Z_1}{Z_i} \right)$$

Valores típicos medidos indican:

$$v_a - v_b = 10mV \cdot \left(\frac{20k\Omega}{5M\Omega} \right) = 40\mu V$$

Este valor sería apreciable en un ECG e indeseable en un EEG, por lo que es necesario tener impedancia de entrada lo más grande posible, y los electrodos u otros elementos de adquisición de la señal deben de tener impedancia lo más baja posible para disminuir dichos voltajes.

La presencia de señales de interferencia en modo común que desean ser atenuadas nos lleva a elegir como amplificador de nuestra señal al amplificador de instrumentación, por su alto rechazo al modo común e impedancia de entrada que presentan.

Palabras claves: Ruido, Interferencia, Señal Modo Común, Señal Diferencial, Impedancia de Entrada, Acople Capacitivo, Cuantizador, Cuantificación, Ripple.

II. EL AMPLIFICADOR

La amplificación de la señal se hace en varias etapas, en dos o tres y a veces más. Según sean los requerimientos la señal se puede amplificar hasta 1000 veces para que esta quede en niveles mostrables (por ejemplo por un monitor), se pueda muestrear y digitalizar (caso digital), u otro tratamiento que se le desee dar.

La elección o diseño del amplificador de entrada es tal vez la parte mas crucial del circuito, es él quien tiene contacto directo con la señal y las principales fuentes de distorsión; el resto de las etapas son, sin perder importancia, etapas de amplificación y filtrado.

La señal de entrada al amplificador estará compuesta por la suma de dos señales, la señal diferencial (v_d) y la señal modo común (v_{cm}), las cuales serán amplificadas, obteniendo a la salida:

$$V_{sal} = V_0 + e_0 = A_d \cdot v_d + A_{cm} \cdot v_{cm}$$

Donde e_0 es la señal media de salida debido a los componentes de entrada en modo común y V_0 es la señal media de salida debido a la entrada en modo diferencial, A_d es la amplificación efectuada por el circuito amplificador a la señal v_d y A_{cm} es la amplificación que es efectuada por el mismo circuito a la señal v_{cm} .

El CMRR o índice de rechazo en modo común se define como:

$$CMRR = \frac{A_d}{A_{cm}}$$

Y nos determina cuanto la señal diferencial se amplifica respecto a la amplificación de la señal modo común. Si el CMRR es grande, la señal de interés se amplificará mucho más que la señal modo común. Se puede utilizar para el caso en que deseemos asegurar a la salida un error menor a un porcentaje dado de la señal de interés.

$$e_0 = A_{cm} \cdot v_{cm} \leq \alpha \cdot V_0 = \alpha \cdot A_d \cdot v_d$$

$$CMRR = \frac{A_d}{A_{cm}} = \frac{A_d \cdot v_{cm}}{A_{cm} \cdot v_{cm}} \geq \frac{A_d \cdot v_{cm}}{\alpha \cdot A_d \cdot v_d} = \frac{v_{cm}}{\alpha \cdot v_d}$$

$$CMRR \geq \frac{v_{cm}}{\alpha \cdot v_d}$$

Con el conocimiento aproximado de las señales v_d y v_{cm} y estableciendo el porcentaje deseado de la señal interferencia respecto a la señal a medir, α (por ejemplo: $e_0 = (1 \%) \cdot v_0$) establecemos el CMRR requerido por el circuito. [5]

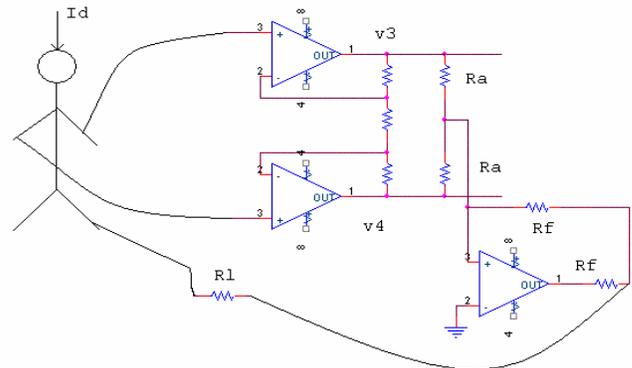


Figura 2: Circuito para disminuir la entrada en modo común. (Extraído del libro: "Médical Instrumentation Applications and Design", autor Jhon G. Webster)

Para el caso de no poder aumentar (según algún requerimiento exigido) el CMRR debemos de disminuir la entrada en modo común. Una manera de hacerlo se muestra en la Figura 2 [6]. Este circuito se denomina derivación de pierna derecha. El tercer operacional censa la señal modo común en la pierna derecha, a través de las resistencias R_a , la amplifica, invierte y realimenta a través de R_1 . Esto implementa una realimentación negativa que disminuye la señal modo común a la entrada del amplificador. [6]

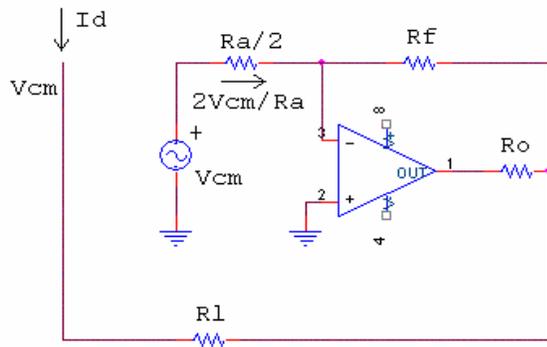


Figura 3: Detalle del circuito de realimentación negativa de la señal modo común. (Extraído del libro: “Médical Instrumentation Applications and Design”, autor Jhon G. Webster)

Veamos como se realiza esta operación. Sumando las corrientes en la pata inversora del amplificador:

$$\frac{2v_{cm}}{R_a} + \frac{v_0}{R_f} = 0 \Rightarrow v_0 = -\frac{2R_f}{R_a} v_{cm}$$

$$v_{cm} = R_l i_d + v_0$$

Entonces

$$v_{cm} = \frac{R_l i_d}{1 + 2R_f/R_a}$$

La resistencia efectiva de dicho circuito es:

$$\frac{R_l}{1 + 2R_f/R_a}$$

Cuando el amplificador satura luego de un largo transitorio de v_{cm} aparece en su salida el voltaje V_{cc} (de alimentación del operacional). La pierna derecha está ahora conectada a tierra a través de esta fuente (V_{cc}) y las resistencias R_f y R_o . Para limitar la corriente por la pierna dichas resistencias se eligen del orden de los 5 MΩ. Este hecho provoca que la corriente i_d (dependiente de V_{cc} , R_f y R_o) sea muy pequeña y continua, en consecuencia V_{cm} también.

Cuando no satura queremos que v_{cm} sea lo mas pequeña posible, esto implica que tenga un camino a tierra con baja impedancia lo que se logra eligiendo R_f grande y R_a relativamente chica. Valores típicos de $R_a=25$ kΩ, $R_l=100$ kΩ (modelo de un mal electrodo) y $R_f=5$ MΩ resultan en una resistencia de descarga a tierra de:

$$\frac{R_l}{1 + 2R_f/R_a} = 249 \Omega$$

Una parte no alcanzada en este estudio es la seguridad del paciente o aislamiento del mismo respecto de corrientes que puedan afectar su salud. No se deben de permitir que fluyan corrientes mayores al miliamperio por el cuerpo del paciente, pues estas pueden traer consecuencias, desde la contracción involuntaria de los músculos hasta la fibrilación ventricular. Este es otro importante requisito en los equipos de medición de señales electrofisiológicas.

III. CIRCUITO

Finalmente elegimos un modelo de circuito de amplificación y filtrado (Figura 6) para mostrar los parámetros típicos de diseño del mismo y algunas de sus características [6].

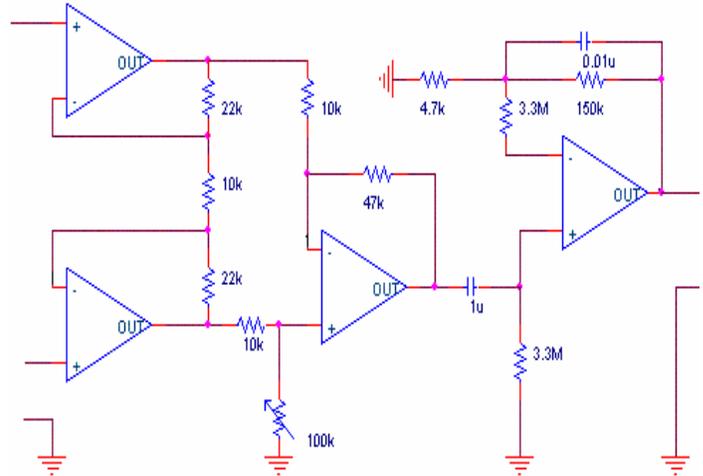


Figura 4: Circuito de amplificación de la señal de ECG. (Extraído del libro: “Médical Instrumentation Applications and Design”, autor Jhon G. Webster)

Una característica requerida era que deben de tener poco ruido y alta impedancia, esto se implementa en la etapa de entrada o etapa de preamplificación. Si esta etapa tuviera ruido este sería amplificado en las siguientes etapas de amplificación.

En el circuito propuesto en la Figura 4 la impedancia de entrada al circuito de amplificación está dispuesta por la impedancia de entrada de los amplificadores operacionales, la cual es del orden de los Tera ohmios en caso de utilizar amplificadores operacionales fabricados con transistores JFET [7] y en el orden de los mega ohmios para operacionales fabricados con transistores BJT [8]. Estas altas impedancias de entrada de los operacionales los hacen idóneos para la etapa de entrada del circuito de amplificación y medida.

En este circuito (Figura 4) se conectan directamente las entradas a los electrodos y no a través de capacitores de desacople para asegurar una correcta respuesta en baja frecuencia. Si conectásemos condensadores de desacople a la entrada de los operacionales estaríamos implementado en la entrada del circuito un filtro RC pasa altos modelado como en la Figura 5, el cual puede llegar a atenuar señales en la zona de interés.

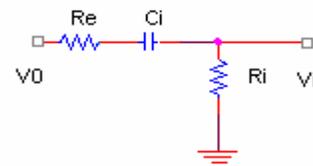


Figura 5: Filtro pasa altos que se implementa al conectar condensadores de desacople a la entrada de los operacionales. R_i resistencia de entrada al operacional y C_i condensador de desacople y R_e resistencia de los electrodos.

Este filtro tiene una transferencia:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R_i \cdot C_s}{(R_i + R_e)C_s + 1}$$

Para valores: $R_i=5 \text{ M}\Omega$, $R_e=1\text{k}\Omega$ y $C_e=20 \text{ nF}$ el valor del polo queda en 7,9 Hz; por lo que estamos perdiendo parte de la zona de interés de la señal. Ce debe de ser un condensador cerámico para que no distorsione la señal; este motivo (la capacidad máxima de los condensadores cerámicos) nos impide elevar indefinidamente la capacidad y mover el polo a nuestro gusto.

Otro problema de utilizar condensadores de desacople en esta configuración es que de utilizarlos estamos eliminando el camino de las corrientes de polarización (corrientes de continua) del amplificador operacional y el mismo se corta.

La primera etapa debe de tener poca ganancia ya que de lo contrario los potenciales de continua generados por contacto entre los electrodos y la piel más los generados por las corrientes de bias (al pasar por las resistencias de contacto); al ser amplificados son capaces de hacer saturar los amplificadores operacionales. El desacople capacitivo de la señal de continua se realizará en etapas posteriores de amplificación.

El amplificador mostrado en la Figura 4 tiene tan solo una ganancia de 25 en la primera etapa. Consideramos primera etapa de amplificación la compuesta por los tres primeros amplificadores operacionales (contando de izquierda a derecha).

La ganancia modo común se debe en su mayoría al desapareo de los elementos que intervienen en la amplificación, tales como las resistencias y desapareos internos del operacional. Este problema no existiría si el operacional fuera ideal y las resistencias fueran exactas y no tuviesen un rango de incertidumbre. Al operacional no podemos modificarlo o ajustarlo a nuestro antojo lo que trataremos de ajustar son los desapareos de las resistencias. Con este fin se introduce un potenciómetro el cuál vamos a ajustar para eliminar lo mas posible este desapareo y consecuentemente la ganancia modo común, al modo común. Se ajusta el potenciómetro y cuando este se ubica en 47 kΩ equilibra las resistencias y lleva el CMRR a su punto máximo, atenuando así las posibles señales de interferencia en modo común.

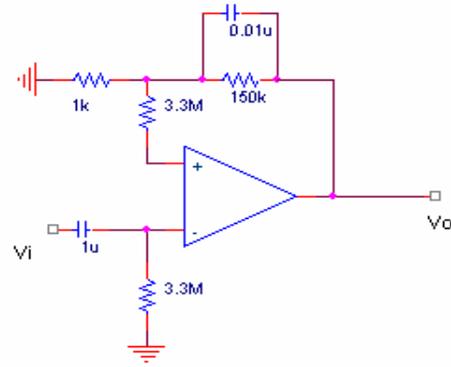


Figura 6: Detalle del amplificador de salida que implementa un filtro pasabanda en la zona de interés. (Extraído del libro: “Médical Instrumentation Applications and Design”, autor Jhon G. Webster)

En la segunda etapa (Figura 6) se introducen los capacitores de desacople los cuales permitirán al eliminar la componente de continua y amplificar nuevamente la señal sin que los operacionales saturen debido a dicha señal. Este circuito actúa en consecuencia como filtro de la zona de interés. El condensador de acople se elige de 1µF y la resistencia en la entrada a tierra de 3.3 MΩ para formar de esta manera un filtro pasa altos de frecuencia de corte 0.05 Hz. La etapa de salida es un filtro amplificador no inversor de ganancia 32. Se agrega un resistor de 3.3 MΩ para balancear las impedancias de las corrientes de bias del amplificador operacional. La resistencia de 150kΩ y el capacitor de 0.01 µF proveen un filtro pasabajos de frecuencia de corte 100 Hz, dejando a la salida la zona de interés.

Otro posible circuito de entrada puede ser el presentado en la Figura 7. Este circuito tiene condensadores de desacople a efectos de eliminar la señal de continua a la entrada de la etapa de amplificación. El problema de alta impedancia y corrientes de bias de los operacionales de entrada lo elimina mediante el uso de un tercer amplificador (AO3) que conectado según la configuración mostrada en la Figura 7 funciona como una alta resistencia vista desde el nodo donde se unen R2 y R3 hacia tierra. AI es un amplificador de instrumentación el cual no detallaremos ya que podemos elegirlo igual al amplificador de la primera etapa del circuito de la Figura 4 o podríamos elegir en su lugar un filtro amplificador.

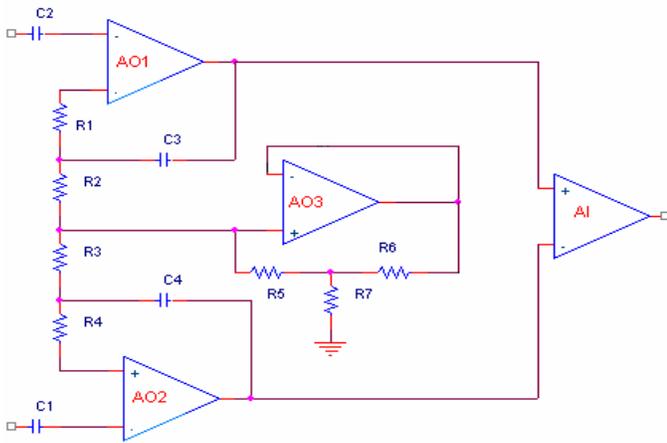


Figura 7: Circuito de entrada de amplificación con condensadores de desacople (extraído de la tesis de doctorado de Juan Ramos Castro “Detección de micro potenciales Auriculares de alta frecuencia”).

La impedancia vista desde el nodo que une R3 y R2 es:

$$R_v = \left(R7 + R5 + \frac{R7 \cdot R5}{R6} \right) \frac{1}{\left(1 + \frac{R7}{(1 + A_o)R6} \right)}$$

Donde A_o es la ganancia propia del operacional. Suponiendo $A_o \gg 1$ (cosa que es coherente) [7,8], se puede aproximar R_v por:

$$R_v = \left(R7 + R5 + \frac{R7 \cdot R5}{R6} \right)$$

Esta resistencia (R_v) queda en serie con R3 y R2 en su camino a tierra, según se muestra en la Figura 8. Es evidente que podemos lograr grandes valores de resistencia R_v con la elección de resistencias no tan grandes ($R7$, $R5$ y $R6$).

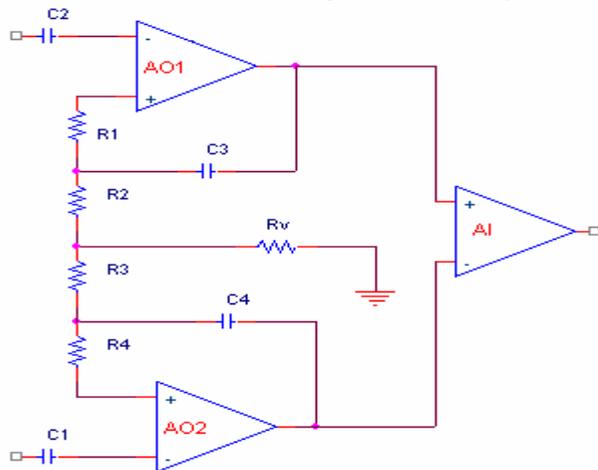


Figura 8: Circuito de entrada de amplificación con la resistencia vista desde el nodo que une R3 y R2. (Extraído de la tesis de doctorado de Juan Ramos Castro “Detección de micro potenciales Auriculares de alta frecuencia”).

Como vimos esta configuración nos evita utilizar grandes resistencias para lograr grandes impedancias de entradas y nos permite el uso de condensadores de desacople para eliminar la señal de continua en la entrada al circuito. Tales efectos

pueden ser deseables en la medida de alguna otra señal de electrofisiología en la que sea necesario eliminar la señal de continua en la entrada el circuito.[3]

IV. CONCLUSIONES

Por lo visto en la parte introductoria las señales de electrofisiología son de muy bajo nivel lo que las hace susceptibles a ruido e interferencia que introducen fuentes externas e internas al circuito que adquiere y muestra la señal. Que las señales sean tan pequeñas, motiva una gran amplificación, los elementos de construcción del amplificador hacen que la amplificación se haga en varias etapas. Las señales de interferencia de mayor relevancia aparecen en el circuito de medida como señales modo común, por lo que el circuito de adquisición y amplificación debe tener un alto CMRR para eliminar el efecto de dichas señales, imponiendo así que el CMRR sea un parámetro de diseño crítico al momento de diseñar el circuito. Este parámetro nos determina entre otros elementos la elección de los operacionales a utilizar.

La impedancia de entrada al circuito de amplificación es otro factor de diseño, pues también afecta las señales modo común, y es deseable que sea lo mas grande posible como se explicó en el análisis. Que la impedancia de entrada sea grande mejorará la señal medida ya que no carga el sistema que se está midiendo y en consecuencia no afecta la medida.

Otro elemento de diseño es la zona en frecuencia que se desea relevar, pues queremos eliminar componentes en frecuencia que no aportan información y si aportan distorsión de la señal. Este parámetro de diseño determina las frecuencias de corte de los filtros a implementar.

Los requisitos antes mencionados pueden ser cumplidos por circuitos como los ejemplificados en la parte III, en esta rama tenemos una gran variedad de configuraciones a elegir siempre que cumplan con requisitos exigidos de amplificación, rechazo al modo común (CMRR), Impedancia de entrada y respuesta en frecuencia y seguridad. Estas exigencias varían según la señal electrofisiológica que se desee medir. No debemos olvidar al momento de diseño de un circuito de amplificación la seguridad del paciente aunque la misma no es tratada aquí. Existe un protocolo de normas o exigencias que cada instrumento de medida de ECG debe cumplir [9]. Finalmente podemos decir que elección y diseño de un circuito de amplificación siempre que cumplamos con las exigencias impuestas.

IV. REFERENCIAS

- [1] Martínez Memeije R. Suaste Gómez E., “Diseño de un Opto-Electrodo con Cristales Líquidos, con Propósitos Biomédicos”, Memorias II Congreso Latinoamericano de Ingeniería Biomédica, Habana 2001 Mayo 23 al 25, 2001 La Habana Cuba.
- [2] Carlos A Ramírez R.(cram@unet.edu.ve), Miguel A. Hernández S.(mahs@unet.edu.ve), “Procesamiento en tiempo real de variables Fisiológicas”, Universidad Nacional de Experimental de Táchira, Decanato de Investigación, Grupo de Biomédica.

- [3] Juan Ramos Castro (jramos@eel.upc.es), Tesis de Doctorado “Detección de micro potenciales Auriculares de alta frecuencia”, Capítulo 2. <https://www-eel.upc.es/~wwwdib/tesis/Jramos/cap2.pdf>
- [4] Jhon G.Webster, “Médical Instrumentation Applications and Design”, Capítulo 3, Amplificadores biopotenciales, Interferencia de equipos Eléctricos, Pág. 249.
- [5] Cristina Rodríguez, proyecto de fin de carrera, “Desarrollo de un sistema de adquisición, procesado y transmisión de Electrocardiogramas”, Ingeniería Técnica en informática, Escuela Superior de Ciencias Experimentales y Tecnología, Universidad del Rey Juan Carlos. http://dac.escet.urj.es/PFC/cristina_rodriguez/FMem.html .
- [6] Jhon G.Webster, libro: “Médical Instrumentation Applications and Design”, Capítulo 3, Amplificadores biopotenciales, Circuitos de reducción de Interferencia, Pág. 256,257, 258, 262, 263.
- [7] Nota de aplicación del amplificador operacional TL71C, TL72C, TL74C, de Motorola:”Low Noise JFET input Operational Amplifiers”.
- [8] Nota de aplicación del amplificador operacional MC1741C, de Motorola:”Internally Compensated High Performance Operational Amplifier”.
- [9] Jhon G.Webster, libro: “Médical Instrumentation Applications and Design”, Capítulo 3, Amplificadores biopotenciales, Tabla 6.1: “Summary of Performance Requirements for Electrocardiographs (Anonymous, 1991)”

V. BIOGRAFÍA

Martín Oliveri: (M’04) nació en Montevideo, Uruguay, en 1975. Desarrollo sus estudios secundarios en la ciudad de Maldonado y en estos momentos es estudiante de la carrera Ingeniería Eléctrica en la Facultad de Ingeniería, Universidad de la República, Montevideo, Uruguay.