

Diseño y análisis de tres canales de acondicionamiento de la señal de ECG para aplicaciones de Neuroetología

Alejandro Santos Betancourt; Roberto A. Bistel Esquivel; Emanuel C. Mora Macías

RESUMEN / ABSTRACT

El presente trabajo surge de las investigaciones realizadas entre el Centro de Investigaciones en Microelectrónica (CIME) y la Facultad de Biología de la Universidad de la Habana (FBIO-UH) para el estudio del comportamiento conductual de pequeños mamíferos. Se realiza el diseño y análisis de tres canales de adquisición de la señal de electrocardiografía (ECG) a utilizarse en aplicaciones de Neuroetología. Los canales pertenecen al bloque acondicionador de un sistema de adquisición de datos encargado de registrar, almacenar y procesar las señales en tiempo real. Se comparan los cálculos teóricos realizados de las tres topologías diseñadas con los resultados obtenidos de las simulaciones utilizando la herramienta *ProSPICE de PROTEUS 7.10 SP0* con el objetivo de mostrar las ventajas y desventajas de una topología respecto a las restantes.

Palabras claves: Canal de Adquisición de datos, ECG, Neuroetología, ProSPICE

The present paper emerges from the research conducted between the Microelectronics Research Center (CIME) and the Faculty of Biology of Universidad de la Habana in order to studying the behavior of small mammals. The design and analysis of three ECG acquisition channels is made, which are going to be used in applications of Neuroethology. These measurement channels belong to the higher system that manages to record, store and process the signal in real time. The theoretical computations are compared with the results of simulations using PROTEUS ProSPICE 7.10 SP0; showing the advantages and disadvantages between each topology.

Key words: Acquisition channel, ECG, Neuroethology, ProSPICE

Design and analysis of three ECG acquisition channel for Neuroethology applications

INTRODUCCIÓN

La Neuroetología es una rama de la Neurociencia dedicada a esclarecer los mecanismos neuronales que garantizan y regulan la conducta de los animales en vida libre. El especialista en Neuroetología combina Neurobiología y Etología para descubrir los principios generales que caracterizan al sistema nervioso, apoyado en el estudio de animales con conductas exageradas o altamente especializadas. Así, el estudio de esta rama de la ciencia asegura la revaloración de los estudios sobre el cerebro, potenciales de acción y biopotenciales presentes en los seres vivos. Esta ciencia combina técnicas de Neurofisiología y Neuroanatomía con métodos de investigación en el campo o en ambientes controlados que simulen el hábitat de la especie bajo estudio. Está dedicada a obtener gran cantidad de información sobre la conducta de los animales, su sistema nervioso y sus efectos fisiológicos-conductuales mientras los animales se desarrollan en su medio natural [1, 2].

Uno de los parámetros fisiológicos más importantes a registrar entre los mamíferos es la señal de electrocardiografía (ECG), ya que se correlaciona fácilmente con otras variables. Su estudio en condiciones de estrés, como pueden ser altas o bajas

temperaturas, el acoso de algún animal depredador u otras condiciones son de vital importancia para comprender el comportamiento fisiológico-conductual de animales. Uno de los segmentos más importante de la señal de ECG es el complejo QRS, que es formado por los potenciales que se generan cuando se despolarizan los ventrículos antes de su contracción [3-6].

El complejo QRS se compone por una despolarización eléctrica del músculo cardíaco, conocida como depresión u onda Q; una rápida repolarización, que constituye el pico más elevado de la señal, onda R; y otra inversión de la polaridad de la señal, dada por la depresión S. La onda R llega a alcanzar alrededor de 1,60 mV; mientras que la Q es cerca del 25 % de la amplitud de R. En la Figura 1 se muestra la señalización de las ondas descritas de la señal de electrocardiografía de un ser humano, muy similar a la obtenida en mediciones en otros mamíferos [5 – 9].

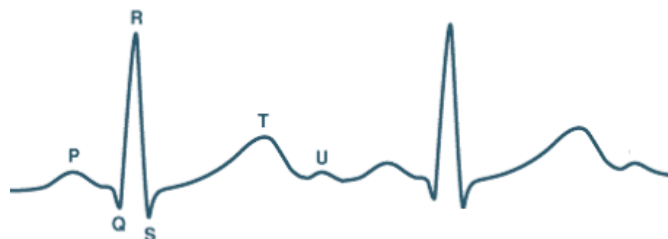


Figura 1

Señal de electrocardiografía típica de un ser humano.

En todas las aplicaciones donde se necesite conocer el comportamiento de alguna variable física en el tiempo con el objetivo de procesarla, almacenarla y/o transmitirla es necesario el diseño de sistemas electrónicos que transformen dicha variable física en una variable eléctrica. Los diseños electrónicos de este tipo reciben el nombre de sistemas de adquisición de datos (SAD). En la Figura 2 se muestra el diagrama general de un SAD. En el caso de la medición de variables fisiológicas es necesario que el sistema cumpla con requerimientos específicos debido a que el dispositivo está interactuando con un ser vivo. Parámetros como el rechazo al modo común (CMRR), la relación señal/ruido, la respuesta de frecuencia, entre otros, juegan un papel importante en la calidad de la medición realizada [10, 11].



Figura 2

Diagrama en bloques de un SAD.

SISTEMAS DE ADQUISICIÓN DE DATOS EN APLICACIONES DE NEUROETOLOGÍA

La premisa fundamental para sistemas de mediciones en estudios de Neuroetología es permitir la libertad de movimiento de la especie en examen. El objetivo es obtener datos fiables que posibiliten lograr la estadística necesaria en la comprobación de teorías e hipótesis y así comprender todas las funcionalidades y relaciones de señales fisiológicas del animal. Los requisitos básicos para estos sistemas se muestran en la Tabla 1 [12, 13].

Tabla 1

Requisitos del instrumento de medición para aplicaciones de Neuroetología

| | Tamaño | Peso | Consumo | Portabilidad |
|--------------------|---------|--|---------|-------------------------|
| Equipo de medición | Pequeño | < 10% del animal (Regla del 10% para especies voladoras) | Bajo | Alimentado por baterías |

Como el sistema va a ser utilizado en pequeños animales debe ser lo más ligero posible, garantizando que no afecte su locomoción. Una forma de alcanzar este objetivo es disminuyendo la cantidad de componentes y minimizando el tamaño del PCB. De igual forma la portabilidad del dispositivo de medición juega un papel esencial. El equipo estará colocado sobre el animal y lo llevará en todo su movimiento, permitiendo adquirir todo el tiempo o durante intervalos la señal de ECG. Por tanto, es necesario que sea alimentado por baterías, donde el consumo de energía del sistema cobra especial importancia. Mientras menor sea el consumo, se extiende el tiempo de la prueba y los gastos monetarios en relación al cambio de baterías se reducen.

CIRCUITO ACONDICIONADOR DE LA SEÑAL DE ECG PARA APLICACIONES DE NEUROETOLOGÍA

Para los diseños que se presentan en este trabajo se ha decidido emplear una sola batería para la polarización de los elementos activos, con el objetivo de disminuir peso y tamaño. La batería es de tipo botón, más conocidas como *Coin Cell*, que son de las más pequeñas y ligeras del mercado actual. La tensión nominal entregada es de 3 V, por lo que se pueden utilizar las CR1216, CR2016, CR2025 o CR2032, en dependencia de la masa final del sistema y duración requerida de la prueba [14].

Como se hace uso de una sola batería es necesario implementar un desplazamiento de la onda, agregándole un nivel de directa a la señal. De no realizarse el sistema de adquisición de datos no sería capaz de acondicionar la parte negativa de la señal de ECG (onda Q y S). En este trabajo se analizan tres variantes diseñadas para el bloque “Circuito Acondicionador” mostrado anteriormente en la Figura 2. El diagrama en bloques general del canal analógico de acondicionamientos de la señal de ECG se presenta en la Figura 3.

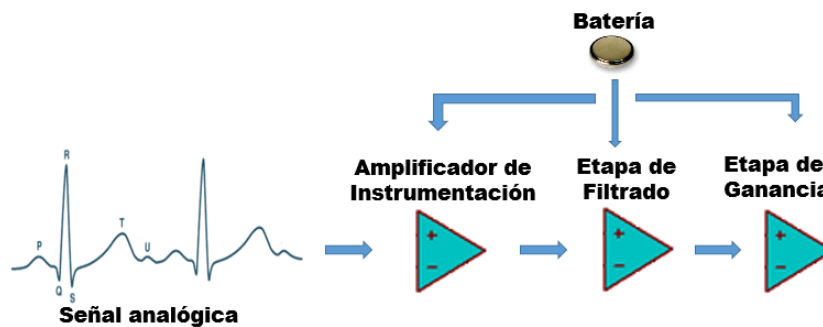


Figura 3

Diagrama de bloques de canal analógico de acondicionamiento.

Para el diseño es importante tener en cuenta las características de la señal a procesar, así como los rangos de trabajo del conversor analógico/digital (A/D) de la próxima etapa. En la Tabla 2 se presentan las características a considerar de la señal de ECG y ruidos que se inducen en la medición.

Tabla 2
 Requerimientos a tener en cuenta en el diseño del canal de medición de la señal de ECG

| | Movimiento de electrodos | Desplazamiento de línea base | Inducción de frecuencia de línea | Ancho de Banda | Amplitud [Volt pico-pico] |
|------------------|--------------------------|------------------------------|----------------------------------|----------------|---------------------------|
| Señal de entrada | Ruidos < 0.5 Hz | Ruidos < 0.5 Hz | Ruido 60 Hz | 0.05 - 100 Hz | 1 - 5 mV |

Para procesar la señal esta debe acondicionarse a la tensión de plena escala del conversor A/D. Además, hay que cumplir con el Teorema del Muestreo de Nyquist. Por ello, en la Tabla 3 se muestran las características con que debe salir la señal del sistema acondicionador para que cumpla con los requisitos de entrada de la próxima etapa.

El ruido por movimiento de electrodos y desplazamiento de la línea de base se relacionan entre sí. Se toman como referencias las especificaciones internacionales para sistemas electrocardiógrafos comerciales de mediciones ambulatorias en humanos y se establece una frecuencia de corte a las bajas de $f_{(L_IEC)} \geq 0.5$ Hz. Teniendo en cuenta el requisito del poco peso, la disminución de componentes y tamaño del PCB (Tabla 1) se podría considerar realizar el filtro pasa alto en la etapa digital.

Tabla 3
Características de la señal de salida del canal analógico

| | Resolución | Tensión de plena escala | Frecuencia de Muestreo |
|------------------------------|---|--|------------------------|
| A/D | 10 bit | 1.20 V | 500 Hz |
| | Amplitud de la señal de ECG en la entrada [Volt pico-pico] | Amplitud de la tensión de salida [Volt] | Ancho de Banda |
| Bloque Acondicionador | 1-5 mV | 0-1.20 V | 0.5-100 Hz |

Mediciones prácticas arrojaron insuficiente esta alternativa para nuestro sistema; la variación de la señal, debido a estas bajas frecuencias, presenta una amplitud en ocasiones mayor a la tensión de plena escala del conversor AD igual a 1.2 V, mencionado en la Tabla 3. Es necesario entonces implementar este filtrado de forma analógica. Por el mismo motivo la realización del filtro supresor de banda tipo *Notch* para eliminar los 60 Hz de la línea se realiza por *software* y no está contemplada en los objetivos de este trabajo. No obstante, se prevé que la afectación de la señal de 60 Hz sea mínima ya que la zona donde se desempeñará el experimento estará preparada para ello (se prevé que se trate de un contenedor metálico aislado, donde todos los equipos en su interior serán energizados con baterías). La ganancia total de tensión del sistema se puede calcular dividiendo el rango de salida entre el de entrada. En este cálculo es necesario considerar el desplazamiento de la señal colocado para poder acondicionar la parte negativa de la señal de ECG, lo que fue explicado con anterioridad [15 – 17].

MATERIALES Y MÉTODOS

Existen diversos circuitos integrados con los que realizar este tipo de canal de medición y diferentes topologías de diseño que son factibles de implementar. Los elementos activos utilizados en los diseños a analizar en este trabajo son el amplificador de instrumentación AD623 y el amplificador operacional OPA2336UA. Su selección se realiza debido a su disponibilidad actual por los autores del trabajo y en base a que cumplen con los requerimientos necesarios en la medición de señales médicas. En la Tabla 4 se muestran algunas de las características principales del AD623 y OPA2336UA, donde es importante destacar que para el OPA2336UA se dispone de dos amplificadores operacionales dentro de un mismo circuito integrado [18, 19].

Tabla 4
Características fundamentales de AD623 y OPA2336UA

| | Ancho de Banda | Consumo de corriente máximo | CMRR mínimo | Alimentación por baterías |
|------------------|----------------|-----------------------------|-------------|---------------------------|
| AD623 | 800 Hz | 480 μ A | 70 dB | Simple/Doble |
| OPA2336UA | 100 kHz | 30 μ A | 76 dB | Simple/Doble |

DISEÑO DEL CANAL # 1

Con todas las premisas anteriormente establecidas se diseña el “Circuito Acondicionador” o Canal # 1. En la Figura 4 se presenta el esquema eléctrico del Canal # 1.

Se utiliza una configuración de filtros pasa alto de orden 1 pasivos en la entrada del amplificador de instrumentación con frecuencia de corte igual a de $f_{C_{L_{TEO_1}}} = 0.482$ Hz, calculada de acuerdo a la Ecuación 1 y cumpliendo la normativa internacional de $f_{L_{IEC}} \geq 0.5$ Hz.

$$f_{C_{L_{TEO_1}}} = \frac{1}{2 \times \pi \times R_5 \times C_5} \quad (1)$$

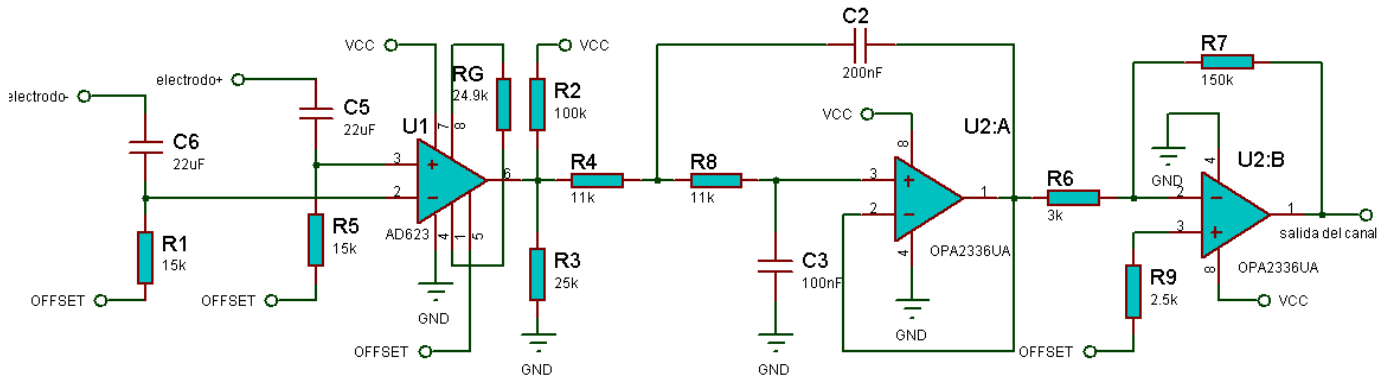


Figura 4

Esquema eléctrico del Canal # 1 de acondicionamiento de la señal de ECG.

La ganancia del amplificador de instrumentación se fija en $A_{v_INST} = 5$ colocando una resistencia $R_G = 25 \text{ k}\Omega$, utilizando la Ecuación 2.

$$A_{v_INST} = 1 + \frac{100 \text{ k}\Omega}{R_G} \quad (2)$$

El valor de ganancia $A_{v_INST} = 5$ se toma considerando obtener una elevada Relación de Rechazo al Modo Común para el Ancho de Banda de la señal de ECG. En la Figura 5.a se presenta la gráfica brindada por el fabricante de la relación Ganancia vs Frecuencia del AD623. Se muestra que para los valores de frecuencia máxima de la señal de ECG, que es $f_{max} = 100 \text{ Hz}$, el amplificador de instrumentación responde en su zona lineal y no se afecta la ganancia.

De manera similar en la Figura 5.b se observa la gráfica brindada por el fabricante de la Relación de Rechazo al Modo Común vs Frecuencia del AD623. Se muestra que, al aumentar la ganancia, la respuesta al rechazo de las señales de modo común disminuye a partir de las frecuencias aproximadas a $f_{max} = 100 \text{ Hz}$ para ganancias $A_{v_INST} \geq 10$, aunque sigue teniendo un rechazo elevado. Se decide mantener una ganancia entre valores $1 \leq A_{v_INST} \leq 10$ ya que la frecuencia máxima es $f_{max} = 100 \text{ Hz}$. El valor de ganancia $A_{v_INST} = 5$ se compensará en una segunda etapa de amplificación, a fin de aumentar la tensión de salida y acondicionarla a la tensión de plena escala del convertor A/D [18].

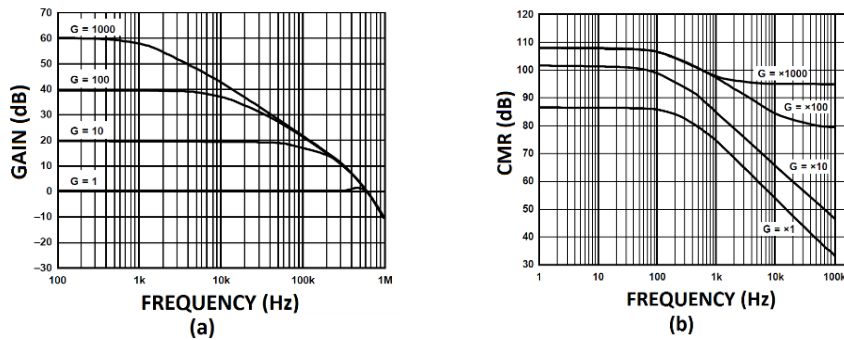


Figura 5

- a) Gráfico brindado por el fabricante del Ganancia vs Frecuencia del AD623 [18]. b) Gráfico brindado por el fabricante del CMRR vs Frecuencia del AD623 [18].

En la entrada de referencia del AD623 (Terminal # 5) se introduce el nivel de directa con el objetivo mencionado en los requerimientos. Se garantiza una tensión $V_{offset} = 0.6 \text{ V}$, realizándose un divisor de tensión utilizando resistencias de valores $R_{10} = 100 \text{ k}\Omega$ y $R_{11} = 25 \text{ k}\Omega$. El circuito es presentado en la Figura 6, donde los capacitores utilizados son para la estabilización de la tensión cerca de los pines de alimentación y referencia de los circuitos integrados.

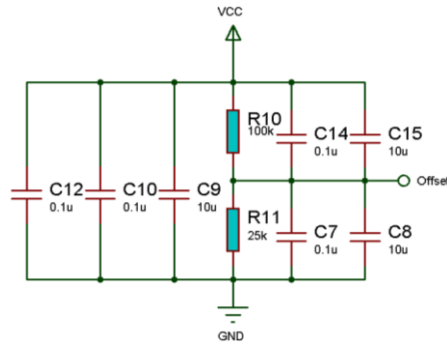


Figura 6

Circuito estabilizador del nivel de directa en el bloque acondicionador.

El bloque a continuación del amplificador de instrumentación es una configuración de filtro pasa bajo *Sallen-Key*, aproximación de *Butterworth*, polo doble y ganancia $A_{v_FPB_1} = 1$. La frecuencia de corte se calcula de la expresión mostrada en la Ecuación 3. Una etapa de ganancia se coloca utilizando los resistores $R_6 = 3\text{ k}\Omega$, $R_7 = 150\text{ k}\Omega$ y la Ecuación 4.

$$f_{c_{H_TEO_1}} = \frac{\sqrt{2}}{2 \times \pi \times R_6 \times C_2} \quad (3)$$

$$A_{v_inv} = - \frac{R_7}{R_6} \quad (4)$$

El resumen de los valores de las frecuencias de corte resultantes en el Canal # 1 y la ganancia total $A_{v_total} = A_v \times A_{v_inv}$ son mostradas en la Tabla 5. El cálculo de la ganancia en decibeles (dB) se realiza utilizando la Ecuación 5.

Tabla 5

Resumen de los parámetros del diseño en el Canal # 1

| | Frecuencia de corte a la bajas ($f_{c_{L_TEO_1}}$) | Frecuencia de corte a las altas ($f_{c_{H_TEO_1}}$) | Ganancia total (A_{v_total}) | Ganancia dB ($A_{v_total_dB}$) |
|-----------|--|---|-----------------------------------|------------------------------------|
| Canal # 1 | 0.482 Hz | 100.48 Hz | 250 | 47.95 |

$$A_{v_total_dB} = 20 \times \log \times (A_{v_total}) \quad (5)$$

DISEÑO DEL CANAL # 2

Una variante del “Circuito Acondicionador” para la señal de ECG se presenta en la Figura 7, nombrado como Canal # 2.

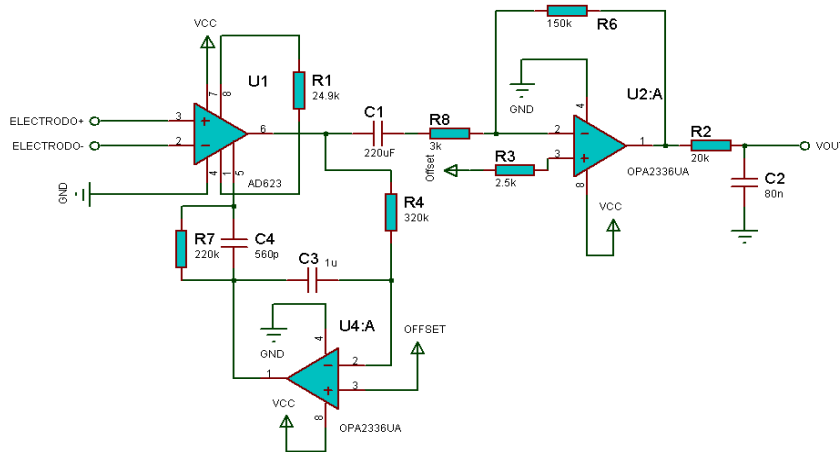


Figura 7

Esquema eléctrico del Canal # 2 de acondicionamiento de la señal de ECG.

En esta topología el amplificador de instrumentación se utiliza con la misma ganancia que en el Canal # 1. La diferencia está en que en la entrada de referencia se coloca un filtro pasa bajo con una frecuencia de corte $f_{c_{L_TEO_2}} = 0.497$ Hz, de acuerdo a la Ecuación 6. Se realimenta la señal de salida del AD623 a su entrada de referencia, sumando las señales de bajas frecuencias, pero con la fase invertida 180° , provocando la eliminación de las mismas en la salida resultante del circuito. En la etapa de ganancia se utiliza una configuración clásica inversora de amplificador operacional, de igual forma que el Canal # 1. El filtro pasa bajo se realiza con una red RC a la salida de esta etapa, donde la Ecuación 7 establece una frecuencia de corte $f_{c_{H_TEO_2}} = 99.47$ Hz.

$$f_{c_{L_TEO_2}} = \frac{1}{2 \times \pi R_4 \times C_3} \quad (6)$$

$$f_{c_{H_TEO_2}} = \frac{1}{2 \times \pi R_2 \times C_2} \quad (7)$$

El resumen de los valores de las frecuencias de corte resultantes en el Canal # 2 y la A_{v_total} son mostradas en la Tabla 6.

Tabla 6
Resumen de los parámetros del diseño en el Canal # 2

| | Frecuencia de corte a las bajas ($f_{c_{L_TEO_2}}$) | Frecuencia de corte a las altas ($f_{c_{H_TEO_2}}$) | Ganancia total (A_{v_total}) | Ganancia dB ($A_{v_total_dB}$) |
|-----------|---|---|-----------------------------------|------------------------------------|
| Canal # 2 | 0.497 Hz | 99.47 Hz | 250 | 47.95 |

DISEÑO DEL CANAL # 3

Como última variante de diseño a evaluar se tomó el Canal # 3 que se muestra en la Figura 8.

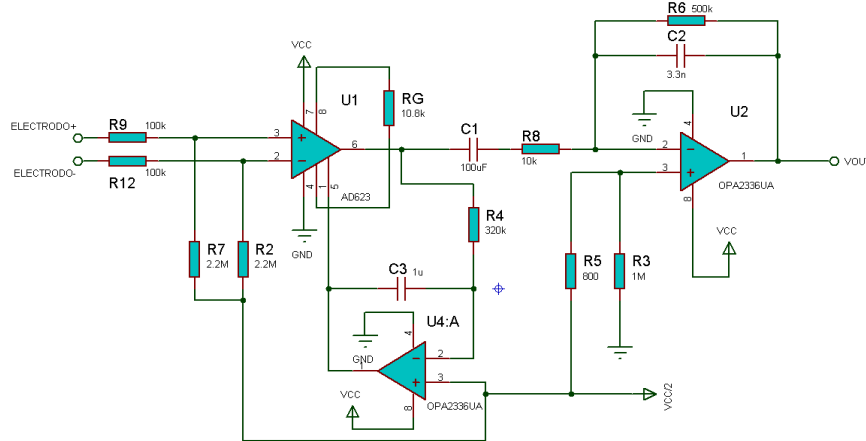


Figura 8

Esquema eléctrico del Canal # 3 de acondicionamiento de la señal de ECG.

El Canal # 3 tiene como cambio fundamental, con relación al Canal # 2, la configuración del filtro pasa bajo. Se configura una etapa del OPA2336UA como filtro activo *Butterworth* de un polo y con ganancia $A_{v_FPB_3}$, calculadas en relación a la Ecuación 8 y 9. La frecuencia de corte es fijada en $f_{c_{H_TEO_3}} = 106.1$ Hz y la ganancia $A_{v_FPB_3} = -50$, como las etapas de ganancia complementarias del Canal #1 y Canal #2. La ganancia del AD623 se mantiene igual y su salida es realimentada a través de un filtro pasa bajo en configuración *Single Supply*, analizadas en la Ecuación 6, desplazada en un nivel de directa que es una porción del *offset* del circuito utilizado para obtener la señal negativa de la onda.

Esta tensión se realimenta hacia los electrodos a través de resistencias de elevado valor 2.2 MΩ con el objetivo de colocar en el circuito una referencia de tensión de la medición realizada en el animal. De esta manera la diferencia de potencial obtenida va a estar referida al nivel del desplazamiento de la señal de directa [20].

$$f_{c_{H_TEO_3}} = \frac{1}{2 \times \pi \times R_6 \times C_2} \quad (8)$$

$$A_{v_FPB_3} = - \frac{R_6}{R_8} \quad (9)$$

El resumen de los valores de las frecuencias de corte resultantes en el Canal # 3 y la A_{v_total} son mostradas en la Tabla 7.

Tabla 7
Resumen de los parámetros del diseño en el Canal # 3

| | Frecuencia de corte a las bajas ($f_{c_{L_TEO_3}}$) | Frecuencia de corte a las altas ($f_{c_{H_TEO_3}}$) | Ganancia total (A_{v_total}) | Ganancia dB ($A_{v_total_dB}$) |
|-----------|---|---|-----------------------------------|------------------------------------|
| Canal # 3 | 0.497 Hz | 106.1 Hz | 250 | 47.95 |

RESULTADOS Y DISCUSIÓN

A continuación, se presentan los resultados de simulación a través de la herramienta de *software ISIS ProSPICE* de *PROTEUS 7.10 SPO*. Se analiza los principales parámetros de diseño contemplados, es decir, ancho de banda y ganancia total de tensión de cada uno de los canales.

RESULTADOS DE SIMULACIÓN DEL CANAL # 1

Para analizar el ancho de banda de cada uno de los canales se procede a graficar la respuesta de frecuencia. En la Figura 9 se muestra el resultado de la simulación del filtro pasa bajo, en la cual se denota el intercepto de la frecuencia con el 70.7% de la ganancia. Tal como se había diseñado para el Canal # 1, se observa que la ganancia del filtro es $A_{v_FPB_1} = 1$ y su respuesta de frecuencia es máximamente plana como establece la configuración *Butterworth*. Todas las gráficas que se presentan de Ganancia vs Frecuencia presentan la escala en decibeles en el eje Y, y logarítmica en el eje X respectivamente.

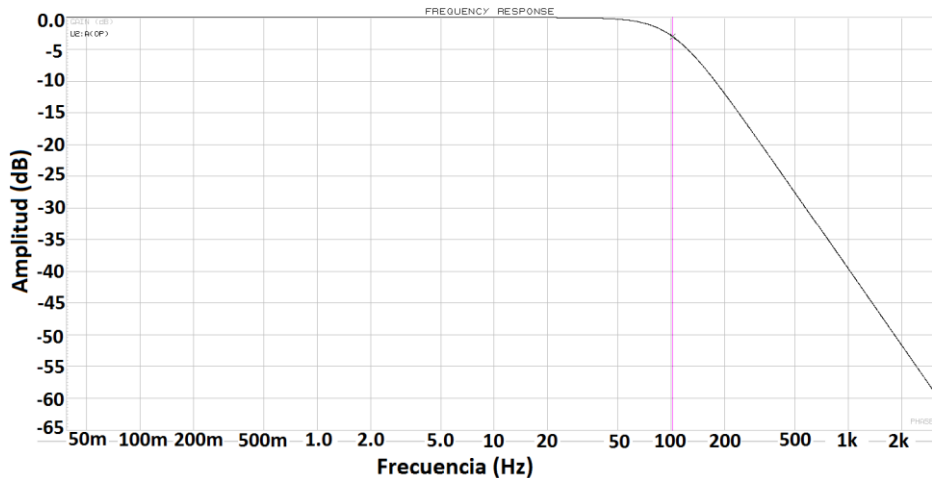


Figura 9
Respuesta de frecuencia del filtro pasa bajo Canal # 1 [$f_{c_{H_SIM_1}} = 102$ Hz].

La simulación de la respuesta en frecuencia del canal completo se muestra en la Figura 10. Se observa que la frecuencia de corte a las bajas resultante en la simulación es aproximadamente igual al valor calculado $f_{c_{L_SIM_1}} = 0.488$ Hz. La frecuencia de corte a las altas coincide con el valor obtenido en la simulación del filtro pasa bajo $f_{c_{H_SIM_1}} = 101$ Hz. La ganancia total del canal también se observa en esta gráfica, con un valor $A_{v_total_dB} = 48$ dB, aproximado al calculado teóricamente de $A_{v_total_dB} = 47.9$ dB.

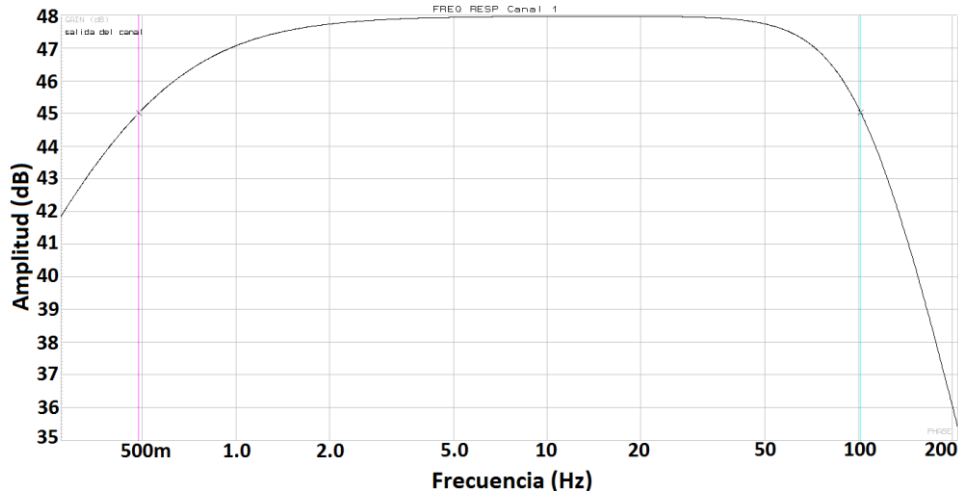


Figura 10
 Respuesta de frecuencia total del Canal # 1 [$f_{C_{L_{SIM_1}}} = 0.488$ Hz; $f_{C_{H_{SIM_1}}} = 102$ Hz].

Si se aplica en la entrada del Canal # 1 una señal de prueba y se realiza un análisis transitorio a la salida, también se puede comprobar la $A_{v_{total_{dB}}}$. La Figura 11 muestra la señal de prueba aplicada (escala derecha) y la resultante a la salida del Canal # 1 (escala izquierda). Utilizando la Ecuación 10, se tiene que V_{omax} es la tensión máxima a la salida [$V_{omax} = 1.185$ V]; V_{offset} , es el desplazamiento en directa inyectado a la señal [$V_{offset} = 0.6$ V]; y V_{imax} , es la tensión máxima a la entrada del canal [$V_{imax} = 2.5$ mV; $f_i = 30$ Hz]; por tanto $A_{v_{total_{dB}}} = 47.38$ dB.

$$A_{v_{total_{dB}}} = 20 \times \log\left(\frac{V_{omax} - V_{offset}}{V_{imax}}\right) \quad (10)$$

La señal resultante presenta la misma forma de onda, pero amplificada hasta V_{omax} cumpliendo con el requisito de que el valor máximo de la tensión de salida del canal debe ser $V_{omax_ADC} \leq 1.20$ V, establecido por la tensión de plena escala del convertor A/D. Además, la señal se encuentra desplazada en un potencial de directa para garantizar no perder la parte negativa de la señal de ECG. Se aprecia que el ciclo negativo de la señal resultante presenta distorsión, es decir, está cortado cuando llega a 0 V; lo que no ocurriría con la señal real debido a que la parte negativa es menor que la positiva y nunca se recortaría la onda.

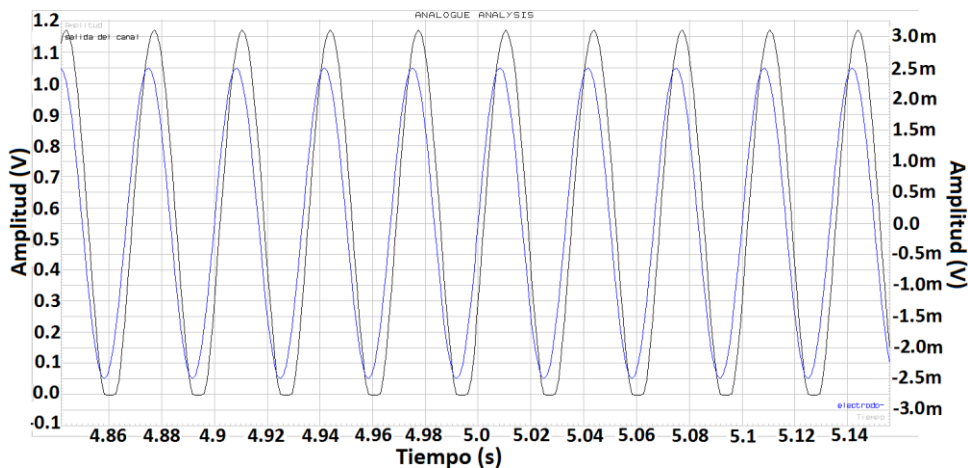


Figura 11
 Señal aplicada en la entrada del canal [AZUL]; señal resultante a la salida del Canal # 1 [GRIS].

Para analizar si la topología diseñada en el Canal # 1 introduce distorsión se aplica una señal de ECG estándar de calibración, CAL20000, en la entrada del canal. La señal se muestra en la Figura 12 y la obtenida a la salida en la Figura 13 [21].

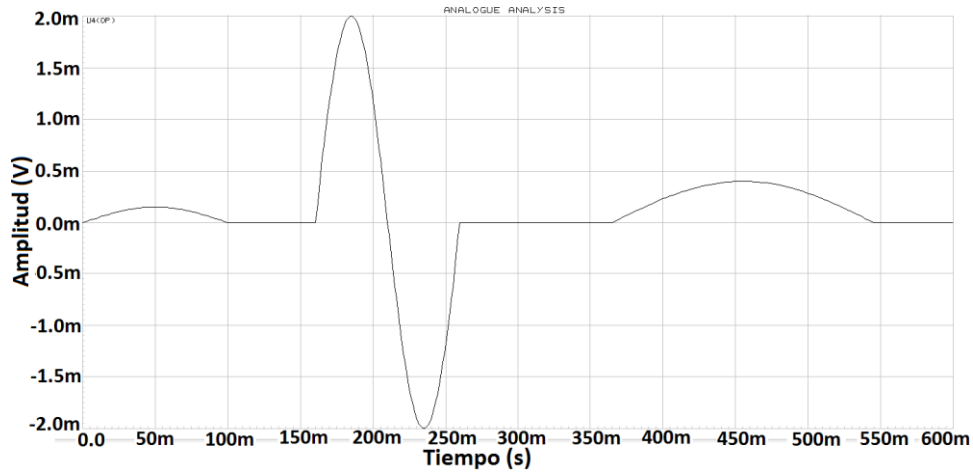


Figura 12

Señal de ECG estándar de calibración CAL20000 aplicada a la entrada del canal.

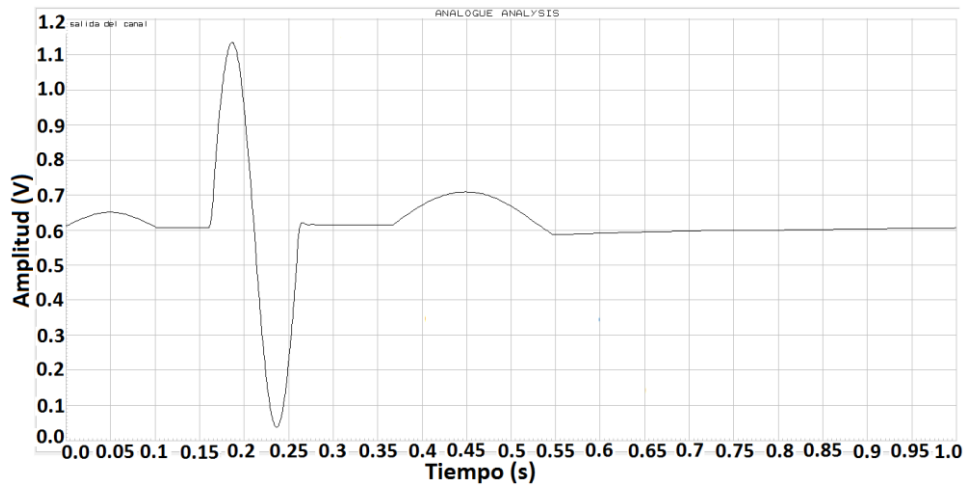


Figura 13

Señal de ECG obtenida a la salida del Canal # 1.

De la Figura 13 se puede observar el desplazamiento de la onda debido al nivel de directa aplicado, colocándola en valores positivos y su amplificación de tensión que se acopla a los niveles requeridos de la próxima etapa del SAD. En la Tabla 8 se comparan los valores calculados teóricamente y los resultados obtenidos en la simulación para el Canal # 1.

Tabla 8
 Resumen de los valores teóricos y los obtenidos en simulación para el Canal # 1

| Canal # 1 | Valor teórico | Resultante en simulación |
|----------------------|---------------|--------------------------|
| $A_{v_{total}}_{dB}$ | 47.9 | 48 |
| f_{c_H} [Hz] | 100.48 | 101 |
| f_{c_L} [Hz] | 0.482 | 0.488 |

RESULTADOS DE SIMULACIÓN DEL CANAL # 2

Para el Canal # 2 se realiza el mismo procedimiento, donde la comprobación del filtro pasa bajo con la simulación se muestra en la Figura 14. Se puede observar la disminución de 20 dB por década y la ganancia del filtro es $A_{v_FPB_2} = 1$ [$A_{v_FPB_2_dB} = 0$ dB], cumpliendo con lo diseñado. Además la frecuencia de corte $f_{c_{H_SIM_2}} = 99$ Hz, es muy cercana al valor teórico $f_{c_{H_TEO_2}} = 99.47$ Hz. La respuesta de frecuencia del Canal # 2 completo se muestra en la Figura 15. La frecuencia de corte a las bajas es $f_{c_{L_SIM_2}} = 0.305$ Hz, difiere del valor calculado $f_{c_{L_TEO_2}} = 0.497$ Hz. Se debe al capacitor C_1 utilizado para desacoplar las etapas del diseño que introduce un efecto pasa alto en el circuito. El corte a las altas frecuencias se mantiene cercano a $f_{c_{H_SIM_2}} = 99$ Hz. La ganancia $A_{v_total_dB} = 50.1$ dB es un poco mayor que la calculada $A_{v_total_dB} = 47.9$ dB.

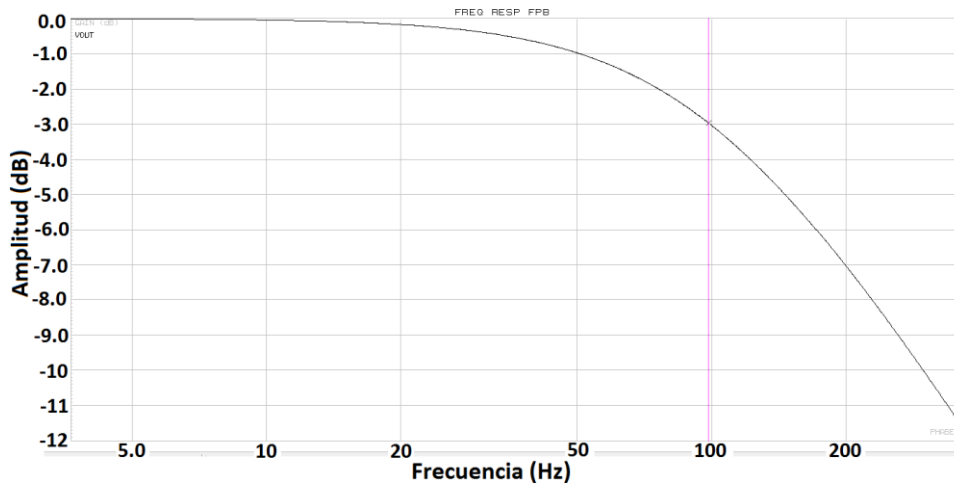


Figura 14
Respuesta de frecuencia del filtro pasa bajo Canal # 2 [$f_{c_{H_SIM_2}} = 99$ Hz].

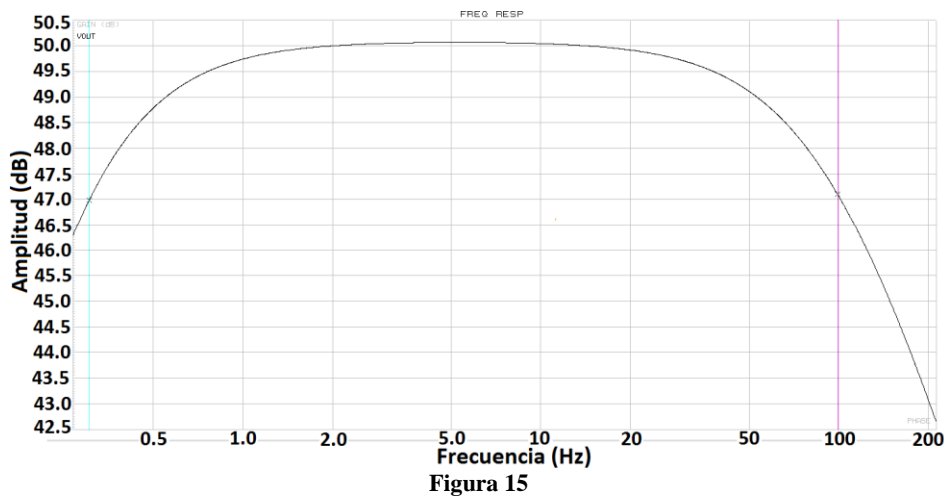


Figura 15
Respuesta de frecuencia total del Canal # 2 [$f_{c_{L_SIM_2}} = 0.305$ Hz; $f_{c_{H_SIM_2}} = 99$ Hz].

Una señal sinusoidal es aplicada en la entrada del Canal # 2 con las mismas características que la aplicada en el Canal # 1, como se mostró en la Figura 11. El resultado obtenido a la salida es un nivel de tensión máximo $V_{omax} = 1.255$ V, que es presentado en la Figura 16. Notar que utilizando la misma ganancia que el Canal # 1, el Canal # 2 presenta una tensión de salida máxima superior a la tensión de plena escala del convertor A/D de la próxima etapa [$V_{omax_ADC} \leq 1.20$ V], por lo que hace falta ajustar la ganancia si se va a utilizar esta topología.

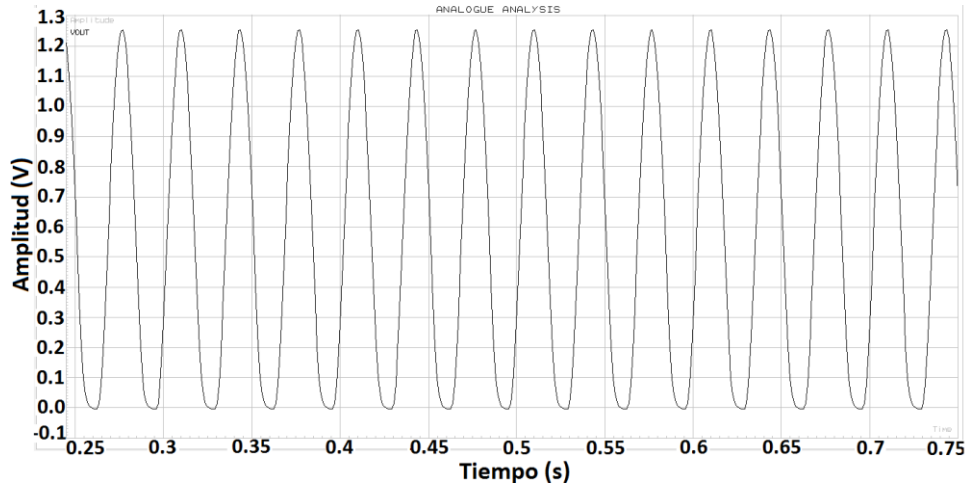


Figura 16

Señal aplicada a la entrada del canal [ROJO]; señal resultante a la salida del Canal # 2 [GRIS].

Al aplicar la misma señal de calibración, CAL20000, al Canal # 2 se obtiene la señal de salida mostrada en la Figura 17. Se puede observar el desplazamiento de la onda debido al nivel de directa colocado, pero debido a que la ganancia sobrepasa de los valores existe un recorte de la onda en 0 V. Los mejores resultados se obtuvieron sustituyendo la resistencia $R_6 = 150 \text{ k}\Omega$ por un nuevo valor de $R_{6_new} = 118 \text{ k}\Omega$ dando la ganancia resultante $A_{v_total_dB} = 45.87 \text{ dB}$. Las gráficas equivalentes a la Figura 16 y 17 con esta nueva ganancia se muestran en la Figura 18 y 19.

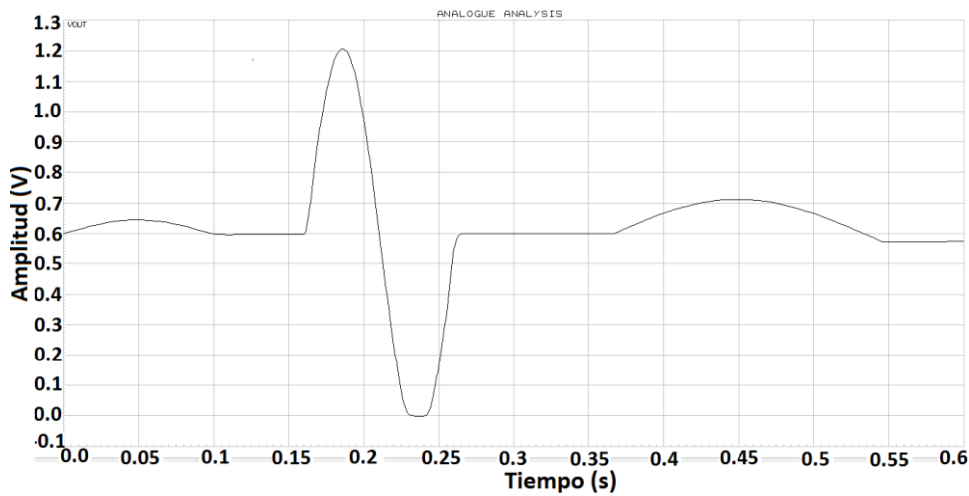


Figura 17

Señal de ECG obtenida a la salida del Canal # 2.

En la Tabla 9 se resumen los valores calculados teóricamente y los resultados obtenidos en la simulación para el Canal # 2, sin considerar los ajustes realizados.

Tabla 9
 Resumen de los valores teóricos y los obtenidos en simulación para el Canal # 2

| Canal # 2 | Valor teórico | Resultante en simulación |
|--------------------|---------------|--------------------------|
| $A_{v_total_dB}$ | 47.9 | 50.1 |
| $f_{cH} [Hz]$ | 99.47 | 99 |
| $f_{cL} [Hz]$ | 0.497 | 0.305 |

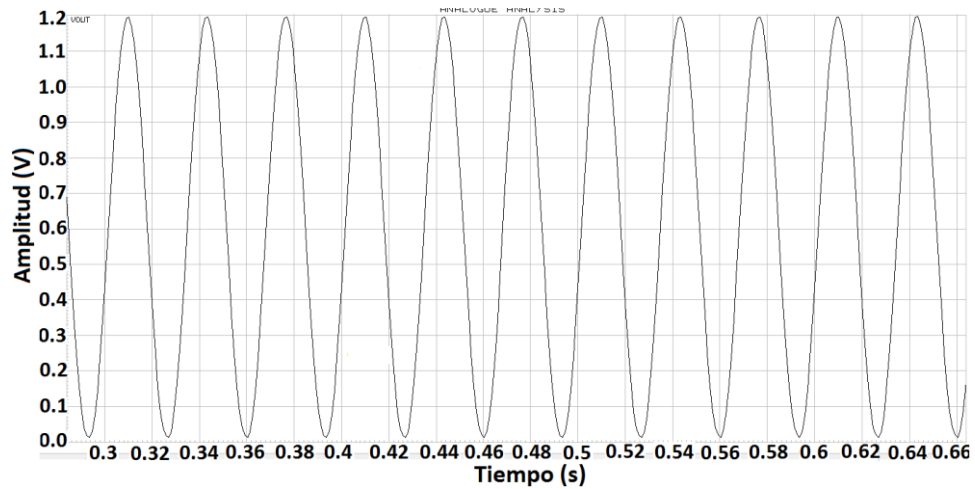


Figura 18

Señal resultante a la salida del Canal # 2 con la ganancia ajustada.

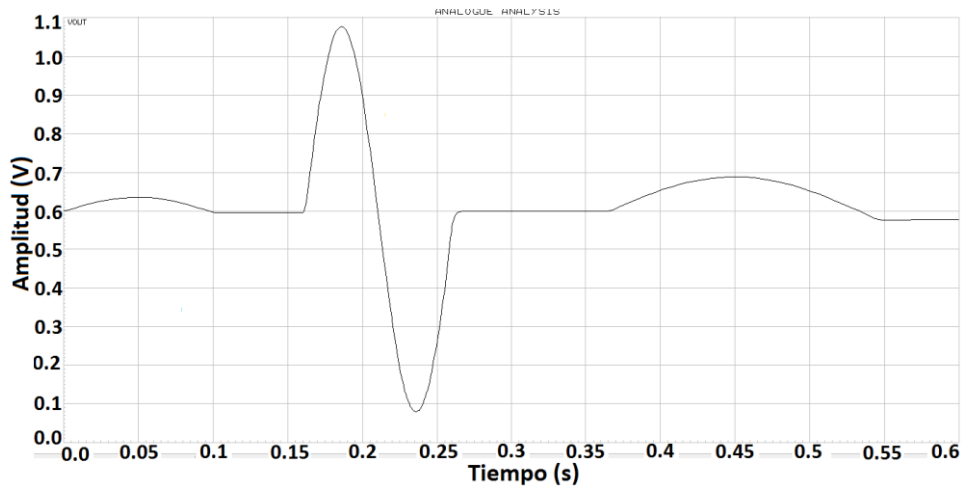


Figura 19

Señal de ECG obtenida a la salida del Canal # 2 con la ganancia ajustada.

RESULTADOS DE SIMULACIÓN DEL CANAL # 3

Para el Canal # 3 se repite el mismo procedimiento. Las Figuras 20 y 21 muestran los resultados obtenidos de las pruebas antes mencionadas para el Canal # 3.

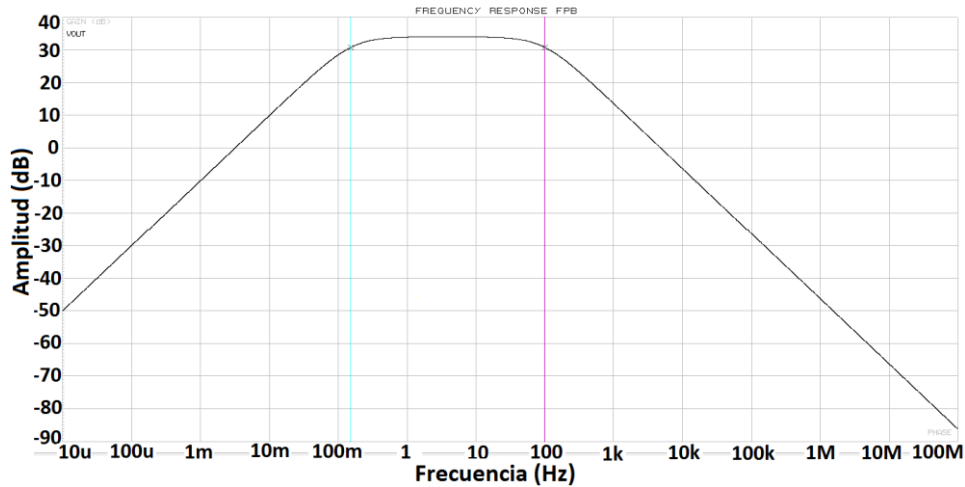


Figura 20

Respuesta de frecuencia del filtro pasa bajo Canal # 3 [$f_{c_{L_FPB_3}} = 0.152$ Hz; $f_{c_{H_FPB_3}} = 101$ Hz].

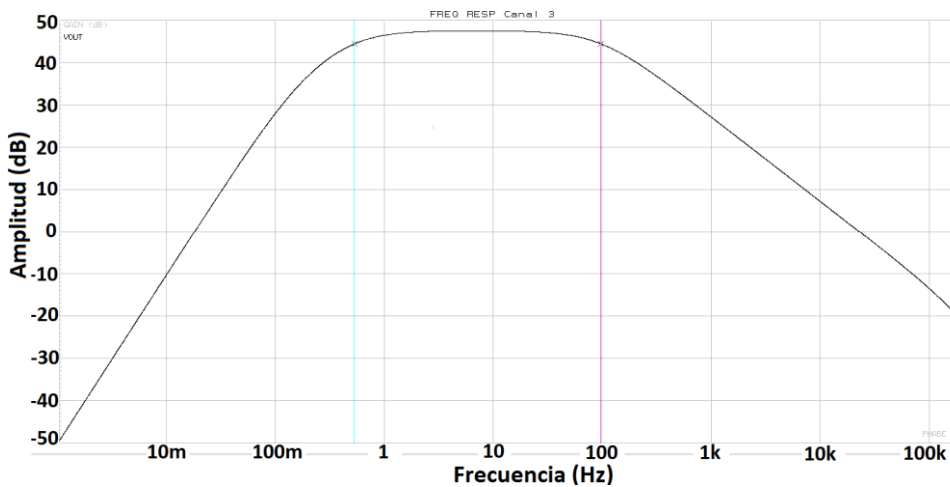


Figura 21

Respuesta de frecuencia total del Canal # 3 [$f_{c_{L_SIM_3}} = 0.535$ Hz; $f_{c_{H_SIM_3}} = 101$ Hz].

Al observarse en detalle la Figura 20 se nota que en la simulación del filtro la ganancia es aproximadamente igual a la calculada $A_{v_FPB_sim_dB} = 33.9$ dB $A_{v_FPB_cal_dB} = 33.97$ dB. Se observa además que presenta una respuesta pasa alto debido al capacitor de desacople entre las etapas C1. El corte a las frecuencias bajas que aporta este capacitor no influye en el ancho de banda del canal ya que es menor ($f_{c_{L_FPB_3}} < f_{c_{L_SIM_3}}$). En la Figura 21 se muestra la ganancia total del canal: $A_{v_total_dB} = 47.7$ dB muy aproximada a la calculada.

Este resultado de la respuesta transitoria y la señal de calibración obtenidos se aprecia en la Figuras 22 y 23 respectivamente. Se observa que la amplitud máxima de la señal de salida sinusoidal es $V_{omax} = 1.18$ V pero el resultado para la señal CAL20000 no es el esperado, ya que existe una desviación de la señal y la amplitud no se aproxima a la plena escala de conversor.

Los mejores resultados se obtuvieron sustituyendo la resistencia $R_G = 25$ kΩ por $R_{G_new} = 10.8$ kΩ aumentando la ganancia del canal. Se presenta en la Figura 24 la señal obtenida a la salida del canal pasándole en la entrada la señal de calibración CAL20000.

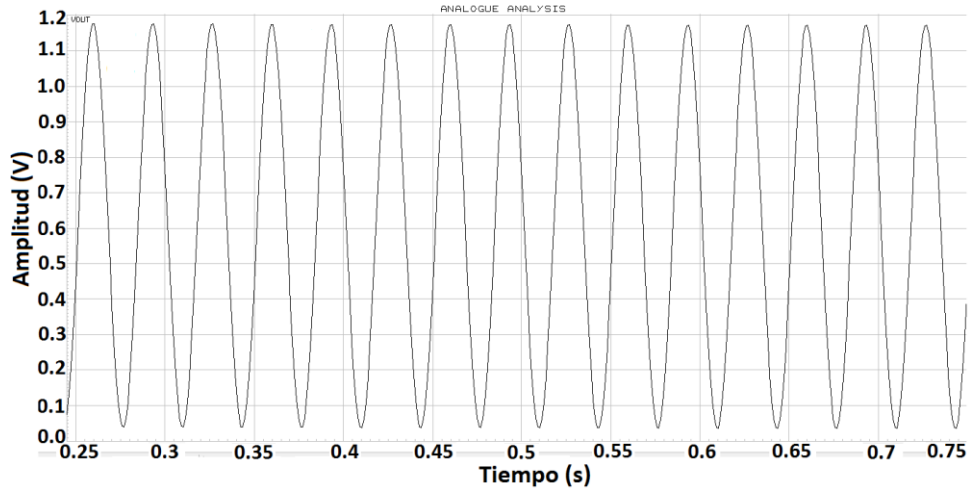


Figura 22

Señal resultante a la salida del Canal # 2.

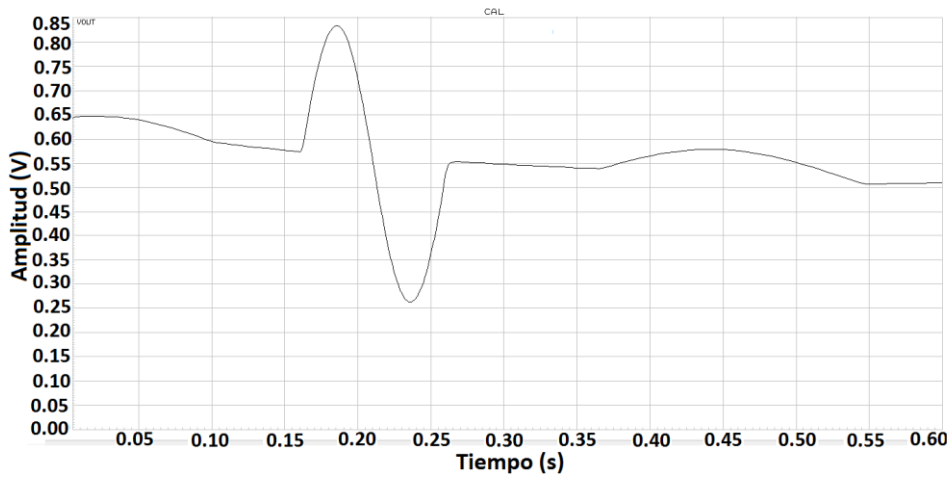


Figura 23

Señal de ECG obtenida a la salida del Canal # 3.

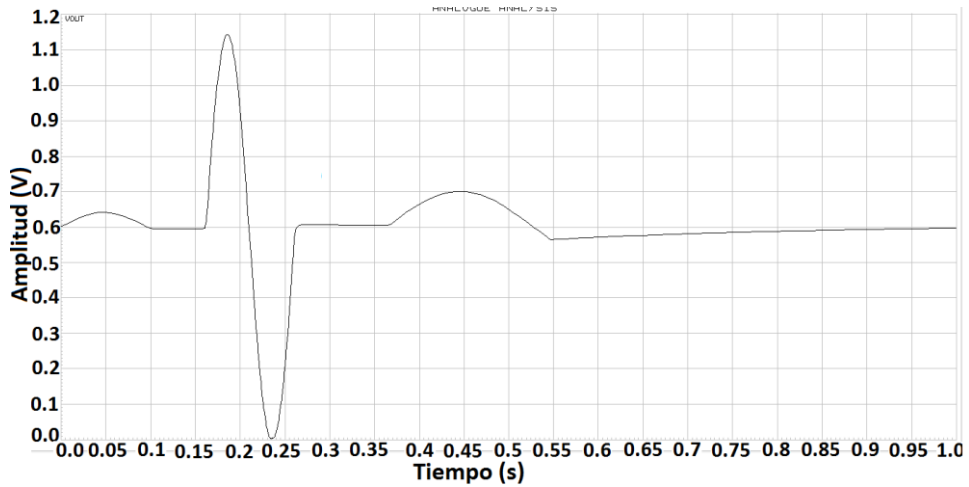


Figura 24

Señal de ECG obtenida a la salida del Canal # 3 con los valores ajustados.

En la Tabla 10 se resumen los valores calculados teóricamente y los resultados obtenidos en la simulación para el Canal # 3. En la Tabla 11 se muestra un resumen de los valores resultantes de cada diseño. Se añade una columna con el cálculo de la correlación entre la señal obtenida en cada simulación y una señal CAL ajustada con los valores ideales a la salida de cada canal. Se aprecia que el Canal # 2 con los ajustes realizados es el que más se acerca a la señal ideal.

Tabla 10
Resumen de los valores teóricos y los obtenidos en simulación para el Canal # 3

| Canal # 3 | Valor teórico | Resultante en simulación |
|--------------------|---------------|--------------------------|
| $A_{v_{total,dB}}$ | 47.97 | 47.5 |
| $f_{cH} [Hz]$ | 106.1 | 101 |
| $f_{cL} [Hz]$ | 0.497 | 0.535 |

Tabla 11
Resumen de los valores obtenidos en cada diseño.

| | $A_{v_{total,dB}}$ | $f_{cH} [Hz]$ | $f_{cL} [Hz]$ | Correlación con una señal ideal |
|-----------|--------------------|---------------|---------------|---------------------------------|
| Canal # 1 | 48 | 101 | 0.488 | 0.993594381 |
| Canal # 2 | 50.1 | 99 | 0.305 | 0.996346899 |
| Canal # 3 | 47.5 | 101 | 0.535 | 0.981942257 |

CÁLCULO DEL PESO Y EVALUACIÓN DE LOS COSTOS DE CADA CANAL

Es imprescindible para nuestro sistema la evaluación del peso del canal. Ha sido mencionado en los requisitos de los sistemas para aplicaciones de Neurootología, Tabla 1, que el peso debe ser menor que el 10 % del peso del animal para especies voladoras. Lo que indica que mientras menor sea el peso que se logre, se aumenta la cantidad de especies que se pueden estudiar con el canal más óptimo. En la Tabla 12 se evalúan la cantidad de componentes por canal y el peso resultante. Es válido destacar que la primera versión de este dispositivo estará formada por componentes de montaje superficial con huella 0603, lo cual ocupa un poco más de tamaño y peso que los componentes finales con huellas más pequeñas, 0402 [22].

Como se aprecia el peso aportado por los componentes es muy poco, la mayor parte del peso en un dispositivo electrónico lo aporta la placa de circuito impreso, conectores y la batería.

Tabla 12
Relación cantidad de componentes-peso de cada canal

| | Cant. Comp. Pasivos: R C | | Cant. Comp. Activos | AD623ARZ (SOIC-8) Peso (mg) | OPA2336UA (SOIC-8) Peso (mg) | Res (0603 in) Peso (mg) | Cap (0603 in) Peso (mg) | Peso Total (mg) |
|-----------|----------------------------|----|---------------------|-----------------------------|------------------------------|-------------------------|-------------------------|-----------------|
| | | | | | | | | |
| Canal # 1 | 12 | 11 | 2 | 540.001 | 75.891 | 1.842 | 2.012 | 660.147 |
| Canal # 2 | 9 | 11 | 2 | | | | | 654.619 |
| Canal # 3 | 11 | 10 | 2 | | | | | 656.291 |

Se presenta en la Tabla 13 el costo de cada canal de medición donde se toma en consideración el precio de cantidades unitarias de cada componente [22].

Tabla 13
Relación cantidad de componentes-peso de cada canal

| | Resistencias | Capacitores | AD623 | OPA2336 | Total |
|------------------|---------------------|--------------------|--------------|----------------|--------------|
| Canal # 1 | 12 x \$ 0.10 | 11 x \$ 0.15 | \$ 3.85 | \$ 3.09 | \$ 9.79 |
| Canal # 2 | 9 x \$ 0.10 | 11 x \$ 0.15 | \$ 3.85 | \$ 3.09 | \$ 9.49 |
| Canal # 3 | 11 x \$ 0.10 | 10 x \$ 0.15 | \$ 3.85 | \$ 3.09 | \$ 9.54 |

No se está contemplando precios en el montaje ni la batería, solamente se comparan en cuanto a componentes electrónicos. De la misma manera se excluye el cálculo de los pesos del PCB, batería, conectores, etc. Es importante resaltar que los precios disminuyen al comprar un mayor número de componentes ya que nunca se montaría un solo canal ni se compraría el número de componentes exactas.

CONCLUSIONES

Se realizaron tres diseños de canales de medición de la señal de electrocardiografía para utilizarlos en estudios conductuales de pequeños mamíferos pertenecientes al proyecto de investigación entre la Facultad de Biología de la Universidad de la Habana y el Centro de Investigaciones en Microelectrónica. Se compararon los resultados simulados utilizando la herramienta computacional *ProSPICE de ISIS Proteus 7.10 SPO* de las tres variantes, comprobando la veracidad del diseño y los cálculos realizados teóricamente. Se garantizó con la utilización del amplificador de instrumentación AD623 un alto nivel de rechazo a las señales de modo común a tener en cuenta en los dispositivos biomédicos.

Los filtros pasa altos para eliminar los ruidos presentados en la Tabla 1, tienen una mejor aproximación a la frecuencia calculada teóricamente los utilizados en el Canal # 1, pasivo de primer orden. Los filtros activos realimentados en el pin de referencia del amplificador de instrumentación tienen una respuesta menos aproximada a la calculada teóricamente, Canal # 2 y # 3.

La utilización de capacitores para desacoplar las diferentes etapas del circuito introduce efecto pasa alto en la respuesta de frecuencia del canal completo, lo que es un efecto indeseado, Canal # 2. Por lo que garantizar que el valor de dicho capacitor introduzca una frecuencia de corte fuera del rango de importancia es vital para una óptima respuesta de frecuencia del sistema de medición, realizado en el Canal # 3.

La utilización de filtros activos pasa bajos, Canal # 3, conlleva a aumentar la ganancia del canal de medición en la medición de este tipo de señal obteniéndose los mejores resultados con una ganancia mucho mayor en comparación con las utilizadas en los Canales # 1 y # 2. Por lo que la utilización de los filtros divididos por etapas con ganancia unitaria y luego otras etapas para la amplificación es un diseño más eficiente, Canal # 2.

El peso y el costo de los 3 canales es aproximadamente igual ya que se diseñaron bajo la premisa de la menor cantidad de componentes posibles debido al requisito de peso y tamaño de la aplicación, además, a menor cantidad de componentes menor consumo de potencia.

La caracterización del canal de medición en su simulación ayuda a prevenir errores en el montaje del dispositivo final y errores en las mediciones ya que se pueden corregir por *software*. La fabricación de estos circuitos brindará un gran aporte al sistema de adquisición de datos en cuestión, ya que se logrará un dispositivo capaz de medir la señal de ECG en mamíferos cubanos. Otras pruebas en la puesta a punto se desarrollarán luego de realizar el montaje de los primeros prototipos que descartarán la mejor variante a utilizar en el dispositivo final, aunque por los resultados obtenidos en la simulación en comparación con la ganancia y frecuencias de corte teóricas el Canal # 1 es la mejor opción, pero el Canal # 2 es el que mejor aproximación tiene a la señal CAL ideal con una correlación de 0.996346899 y el de menor peso.

REFERENCIAS

1. Hoyle G. The scope of Neuroethology. *The Behavioral and Brain Sciences*. 1984, 7(3): 367-412.
2. Pfluger H., Menzel J. R. Neuroethology, its roots and future. *Journal of Comparative Physiology A*. 1999, 185: 389-392.

3. Zosky G R. A method for measuring the ECG and ventilation rate in bats. *Journal of the Royal Society of Western Australia*. 2001, 84(3): 97-98.
4. Van Der Tweel L. H., et al. ECG of the "Newborn" Mouse (*Mus Domesticus*) with Specific Reference to Comparative AV Transmission. *Journal of Cardiovascular Electrophysiology*. 1999, 10(2): 168-173.
5. Berbari, E. J. "Principles of Electrocardiography." in *The Biomedical Engineering Handbook*. Ed.: Bronzino, Joseph D. 2000. Second Edition. Chap.: 13, Boca Raton, Florida: CRC Press LLC. ISBN: 0-8493-0461-X.
6. Meir J., et al. Heart rate regulation and extreme bradycardia in diving emperor penguins. *The Journal of Experimental Biology*. 2008, 211: 1169-1179.
7. Nazeran, H. "Electrocardiography, Computers in" in *Encyclopedia of Medical Devices and Instrumentation*. Ed.: Webster, J. G. Hoboken. 2006. Second Edition. Vol. 3. pp. 34-53. New Jersey: John Wiley & Sons, Inc. ISBN: 13 978-0-471-26358-6.
8. Clifford, G., Oefinger, M. "ECG Acquisition, Storage, Transmission, and Representation." in *Advanced Methods and Tools for ECG Data Analysis*. Ed.: Clifford, Gari D; Azuaje, Francisco; and McSharry, Patrick E. 2006. Chap.: 2. pp. 27-53. Boston, USA: Artech House, Inc. ISBN: 13: 978-1-58053-966-1.
9. Sawazaki H., Hirose H., et al. Comparative electrocardiographical studies on the wave form of QRS complex in vertebrates. *J. Vet. Sci.* 1976 38: 235-240.
10. Bailey JJ.; Berson AS., et al. "Recommendations for standardization and specifications in automated electrocardiography: bandwidth and digital signal processing. A report for health professionals by an ad hoc writing group of the Committee on Electrocardiography and Cardiac Electrophysiology of the Council on Clinical Cardiology, American Heart Association." *Circulation, American Heart Association*. 1990. 81 (2): 730-739. Print ISSN: 0009-7322. Online ISSN: 1524-4539.
11. Prutchi, D., Norris M. "Biopotential Amplifiers" in *Design and Development of Medical Electronic Instrumentation*. 2005. Chap.: 1. Hoboken, New Jersey pp. 1-41. ISBN: 0-471-67623-3.
12. Bogdan R., Bennett L. Snap Harness for Biotelemetry from Rodents. *Physiology & Behavior*. 1978; 20: 349-350.
13. Aldridge, H. D. J. N, Brigham, R. M. Load carrying and maneuverability in an insectivorous bat: a test of the 5% "rule" of radio-telemetry. *J. Mammal*. 1988; 69: 379-382.
14. Renata Batteries Inc. Designer's Guide 3 V Lithium Batteries. Designer's Guide: ZW9831. March 2011. Aviable: www.renata.com
15. International Standard, IEC 60601-2-47. "Medical electrical equipment – Part 2-47: Particular requirements for the safety, including essential performance, of ambulatory electrocardiographic systems." 2001; First Edition. IEC 60601-2-47:2001.
16. The CSE Working Party. "Recommendations for Measurement Standards in Quantitative Electrocardiography." *European Heart Journal*. 1985; 6: 815-825.
17. Task Force of the European Society of Cardiology and North American Society of Pacing and electrophysiology. Heart Rate Variability: Standards of measurement, physiological interpretation and clinical use. *European Heart Journal*. 1996; 17:354-381.
18. Analog Devices, Inc. Instrumentation Amplifier AD623, Datasheet. 2008. Revised D00788-0-7/08(D).
19. Texas Instruments, Inc. Operational Amplifier OPA2336, Datasheet. 2007. SBOS351C, Revised May 2007.
20. Texas Instrument, Inc. Application Report, SLAA280A. October 2005–Revised September 2007.
21. Bistel, Roberto A.; Fajardo, Ariel; Fernández, Arlem; Valdés, Enrique E. Diseño de un Instrumento Virtual para la Calibración de Sistemas Electrocardiográficos. *Revista Ingeniería Electrónica, Automática y Comunicaciones (RIELAC)*. 2013. XXXIV (2):19-35. ISSN: 1815-5928.
22. Mouser Electronics®. Database Catalog March 2016. Disponible en: <http://www.mouser.com>.

AUTORES

Ing. Alejandro Santos Betancourt — Graduado de Ingeniero en Automática (CUJAE, 2012). Se desempeña como Docente – Investigador en el Centro de Investigaciones en Microelectrónica (CIME), del Instituto Superior Politécnico “José A. Echeverría” (CUJAE). La Habana, Cuba. Ha impartido las asignaturas de Electrónica Analógica I, II y III en las carreras Ingeniería en Automática e Ingeniería en Telecomunicaciones y Electrónica. Sus áreas de interés son la Instrumentación Científica y el Diseño de Sistemas Digitales a través de Microcontroladores y Hardware Programable. **E-mail:** santos@electronica.cujae.edu.cu

Ing. Roberto Andrés Bistel Esquivel — Graduado de Ingeniero Biomédico (CUJAE, 2012). Se desempeña como Docente – Investigador en el Centro de Investigaciones en Microelectrónica (CIME), del Instituto Superior Politécnico “José A. Echeverría” (CUJAE). La Habana, Cuba. Ha impartido las asignaturas de Electrónica Analógica I y Electrónica Analógica II en las carreras de Ingeniería en Automática e Ingeniería en Telecomunicaciones y Electrónica. Sus áreas de interés son la Instrumentación Electrónica y Procesamiento Digital de Señales Biomédicas, así como el análisis de las mismas mediante Instrumentación Virtual. *E-mail*: bistel@electronica.cujae.edu.cu

DrC. Emanuel C. Mora Macías — Doctor en Ciencias Biológicas (Universidad de La Habana, Cuba, 2001) y en Neurociencias y Biología del Comportamiento (Universidad Pablo de Olavide, España, 2010). Profesor de Biofísica, Neurobiología, Biopsicología y Neuroetología y Líder de la Red Latinoamericana de Neuroetología.