

ELECTRODOS CAPACITIVOS. CAPTURA DE SEÑALES BIOMÉDICAS SIN CONTACTO

Spinelli, Enrique; Haberman, Marcelo; García Pablo García y Guerrero Federico

LEICI, Departamento de Electrotecnia, Fac. de Ingeniería, UNLP
CC 91 (1900) La Plata, spinelli@ing.unlp.edu.ar

Palabras claves: amplificador para biopotenciales, electrodos activos, electrodos capacitivos.

1. Introducción

Las líneas de investigación actuales en adquisición de biopotenciales, apuntan a mantener una alta calidad en las señales reduciendo la invasividad. Esta tendencia se observa tanto en técnicas diagnósticas como en dispositivos de asistencia. Con este objetivo, a partir del año 2000 varios grupos de investigación comenzaron a desarrollar métodos para adquirir biopotenciales en forma capacitiva, es decir a través de una película dieléctrica sin utilizar gel conductor (Harland *et al*, 2000). De este modo, el electrodo sólo se apoya sobre la piel o sobre la ropa del paciente: el contacto, como se muestra en la Fig. 1, es a través de un plástico o de una tela y se evitan así todo tipo de problemas de alergias o irritaciones por el uso prolongado de electrodos.

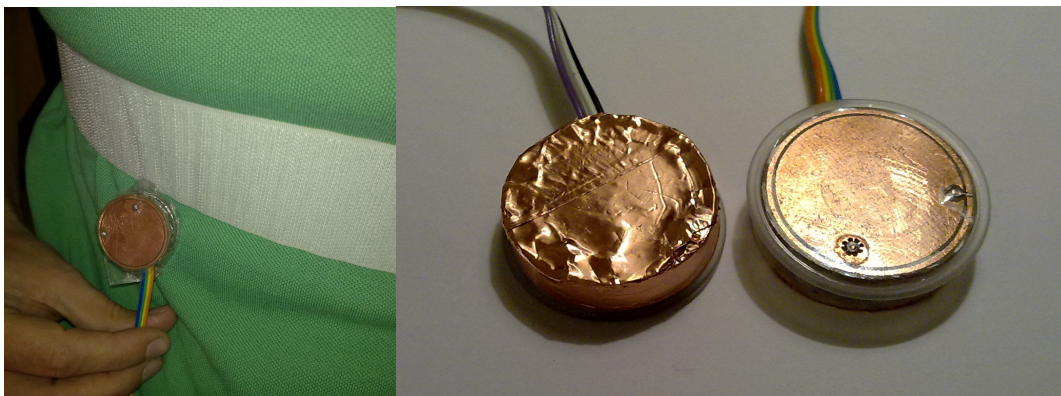


Figura.1 Electrodo capacitivo. Los biopotenciales son captados a través de la ropa o sobre la piel, a través de un film dieléctrico.

El esquema de medida es muy simple y consiste básicamente en un amplificador acoplado en alterna (Fig.2 (b)); las dificultades que plantea no son conceptuales sino tecnológicas y el problema no es complejo sino complicado. Cuando se capturan biopotenciales a través de la ropa, la capacidad de acoplamiento C_s es de apenas decenas de pF, exigiendo impedancias de entrada de cientos de $G\Omega$ para conseguir bajos niveles de ruido y frecuencias de corte compatibles con señales biomédicas (centésimas de Hz).

Las altas impedancias involucradas hacen a esta técnica muy vulnerable a fuentes de interferencia electromagnética, y demandan técnicas específicas de blindaje. Además, las bajas capacidades de acoplamiento ponen de manifiesto el efecto de pequeñas capacidades parásitas y de la capacidad de entrada de los amplificadores, siendo necesario neutralizar sus efectos. Todo esto exige incorporar circuitos accesorios que, corrigiendo un aspecto, necesariamente degradan otro, por ejemplo el ruido propio del electrodo.

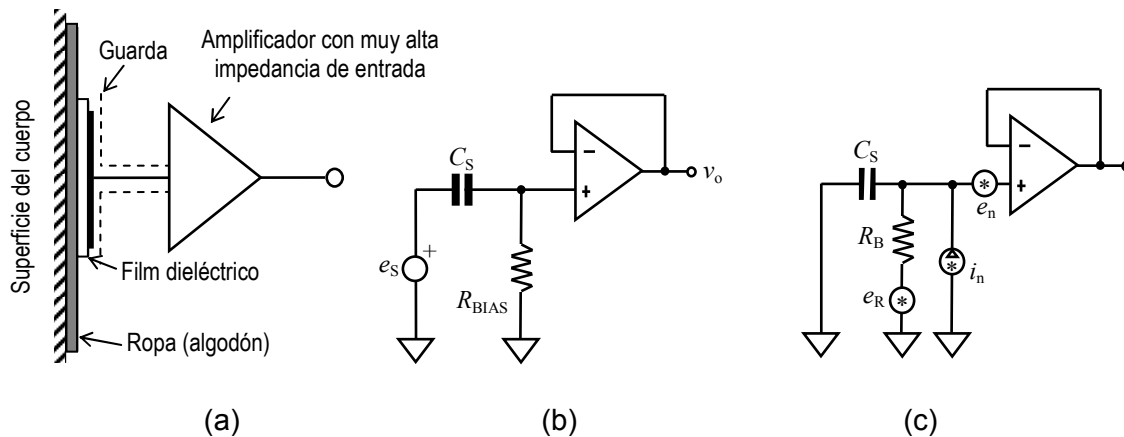


Figura 2. (a) Esquema general del método de medida, (b) su circuito equivalente y (c) incluyendo las principales fuentes de ruido.

2. Desarrollo de un Electrodo Capacitivo

Estimación del nivel de ruido

Las principales fuentes de ruido en un electrodo capacitivo son la tensión de ruido del resistor de polarización y el ruido propio del amplificador operacional AO (tensión de ruido e_n y corriente de ruido i_n). Incorporando estas fuentes de ruido al circuito simplificado de la Fig.2 (b), resulta el circuito de la Fig.2 (c). El resistor de polarización R_B aporta ruido, pero es necesario para brindar un camino a las corrientes de polarización del AO, que de otro modo se integrarían en la capacidad C_S llevando al amplificador a su saturación.

La densidad espectral (PSD) de ruido e_o , para frecuencias por encima de la frecuencia de corte de ruido $f_N = (2\pi R_B C_S)^{-1}$, puede aproximarse por (Spinelli & Haberman, 2010):

$$e_o^2 \approx \frac{kT}{(\pi C_S f)^2} \frac{1}{R_B} + \frac{i_n^2}{(2\pi C_S f)^2} + e_n^2 \quad (1)$$

Integrando esta PSD en el ancho de banda de interés definido entre las frecuencias de corte inferior y superior f_1, f_2 , respectivamente, el ruido total queda dado por:

$$E_o^2 = \int_{f_1}^{f_2} \left(\frac{kT}{(\pi C_S f)^2} \frac{1}{R_B} + \frac{i_n^2}{(2\pi C_S f)^2} + e_n^2 \right) df \quad (2)$$

Considerando que el ancho de banda usualmente es de varias décadas ($f_2 \gg f_1$), esta expresión puede aproximarse como:

$$E_o^2 \approx \frac{kT}{(\pi C_S)^2} \frac{1}{R_B f_1} + \frac{i_n^2}{(2\pi C_S)^2} \frac{1}{f_1} + E_n^2 \quad (3)$$

Se observa aquí que para conseguir bajos niveles de ruido son deseables altos valores de C_S , R_B y f_1 y, como era de esperar, amplificadores con bajos niveles de ruido en corriente y en tensión i_n, e_n . También se observa en (3) que el ruido no depende de la frecuencia de corte superior f_2 sino exclusivamente de f_1 . El aporte de R_B al ruido es significativo para valores menores que un valor crítico $R_{B,C}$ dado por $R_{B,C} = 4kT/i_n^2$.

Valores típicos de los parámetros

Algunos de estos parámetros están impuestos por las condiciones de medida; por ejemplo C_S es de algunas decenas de pF ($\approx 10-20$ pF) cuando se capturan biopotenciales a través de

telas de algodón, hasta algunas centenas ($\approx 100\text{-}200\text{pF}$) cuando el electrodo se apoya sobre la piel con un film dieléctrico delgado.

La frecuencia de corte inferior f_1 depende de la aplicación, siendo de 0.05 Hz para electrocardiograma (ECG) hasta algunas decenas de Hz en algunas aplicaciones de electromiograma (EMG) ($f_1 \approx 0.05\text{-}20\text{Hz}$). Considerando las bajas capacidades de acoplamiento C_S , para conseguir frecuencias de corte de ruido f_N por debajo de f_1 , para ECG el resistor R_B debe ser cientos de $\text{G}\Omega$, siendo deseables valores de R_B de alrededor de 1 T Ω . En cuanto a las características de ruido del amplificador, para OA de bajo ruido con alta impedancia de entrada (CMOS, JFET) son típicos valores de ruido en corriente de 0.1-1 $\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$. El ruido en tensión no es un parámetro importante pues usualmente su contribución no es significativa frente a los dos primeros términos de (3).

Por ejemplo, adquiriendo ECG a través de un tela de algodón ($C_S=10\text{pF}$), con $f_1=0.05$, $f_2=100\text{Hz}$ y una $R_B = 1 \text{ T}\Omega$; utilizando como AO el OPA320 ($i_n=0.6\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$, $e_n=0.6\mu\text{V}_{\text{RMS}}$ de 0.05 a 100Hz), resulta un ruido total E_O a la salida de $42\mu\text{V}_{\text{RMS}}$: un nivel de ruido algo elevado aun para ECG, que se reduce a $4.4 \mu\text{V}_{\text{RMS}}$ para una capacidad de acoplamiento de 100pF. En este caso la resistencia de polarización crítica $R_{B,C}$ es de 46 $\text{G}\Omega$.

El circuito de Fig. 2 (b) representa un modelo limitado, digamos "ideal". Un electrodo capacitivo "real" necesita algunos circuitos adicionales para la neutralización de la capacidad de entrada C_{in} de los AO y el manejo de una *guarda activa* para evitar el ingreso de interferencia por campo eléctrico (Fig.3 (a)). El nodo de entrada, que corresponde a la entrada no-inversora del AO, es el punto más sensible del circuito y es necesario "cubrirlo" con una *guarda activa*, es decir con un conductor que se encuentre a su mismo potencial. De este modo, no existirá diferencia de potencial entre este nodo y la guarda que lo circunda y no ingresarán corrientes al nodo desde el exterior de la guarda. El AO deberá manejar la capacidad C_{SH} entre la entrada del AO y la guarda (Fig. 4), para mantener el potencial de ésta independientemente de la corriente que circule por ella. Esta capacidad C_{SH} también incluye la capacidad de entrada de modo diferencial del AO.

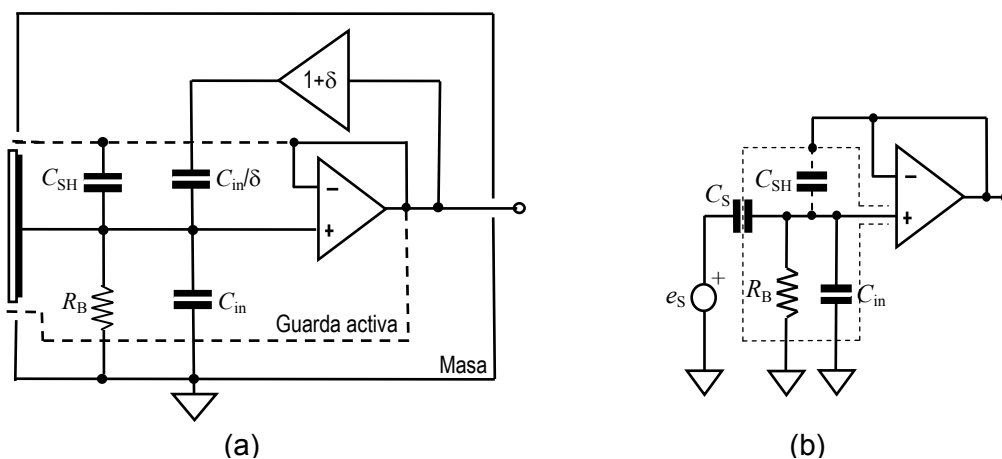


Fig. 3. (a) Esquema de un electrodo capacitivo con circuitos de guarda activa y neutralización de capacidad de entrada. (b) Circuito equivalente simplificado para análisis de los efectos de la guarda activa.

Neutralización de la capacidad de entrada C_{in}

La capacidad de entrada de los AO puede ser del orden de la capacidad de acoplamiento C_S . Dado que esta última capacidad es fuertemente variable, debido al efecto divisor de potencial (Huhta & Webster, 1973), una tensión de modo común V_{CM} , puede producir significativa tensión de modo diferencial V_D , degradando el rechazo de la tensión de modo

común producida por la tensión de línea (Fig 4 (a)). Los efectos de la capacidad C_{in} pueden neutralizarse utilizando el esquema de la Fig. 4 (b) donde, mediante una realimentación positiva de ganancia $(1+\delta)$, a través del capacitor C_C se inyecta en el nodo de entrada una corriente idéntica a la que circula por C_{in} . De este modo, las variables eléctricas del circuito toman los valores que corresponden a un circuito sin C_{in} : sus efectos son neutralizados.

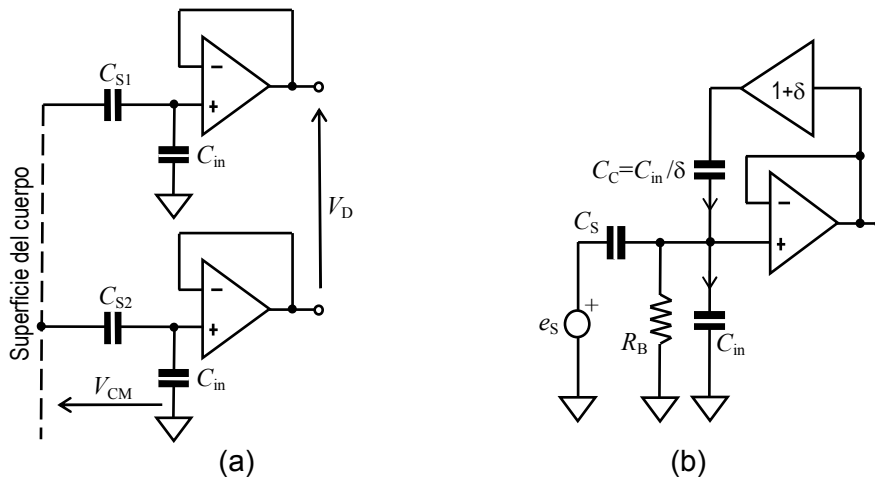


Figura 4. (a) Efecto divisor de potencial. Debido a desbalances en las capacidades de acoplamiento C_{Si} , una tensión de modo común V_{CM} produce tensión de modo diferencial. (b) Esquema simplificado del circuito de neutralización de C_{in} .

Efecto de la neutralización y guarda activa en el ruido total

Como se comentó previamente, el ruido en tensión del amplificador en general no contribuye significativamente al ruido total dado por (3), pero tanto la neutralización como la guarda activa, son técnicas que utilizan realimentación positiva e incrementan el aporte de e_n al ruido total. Incorporando estos circuitos accesorios al esquema simplificado de la Fig.2 (c), resulta el circuito de la Fig. 5, el cual incluye exclusivamente el efecto de la tensión de ruido de los A.O. y considera frecuencias de trabajo por encima de f_N (se omite R_B).

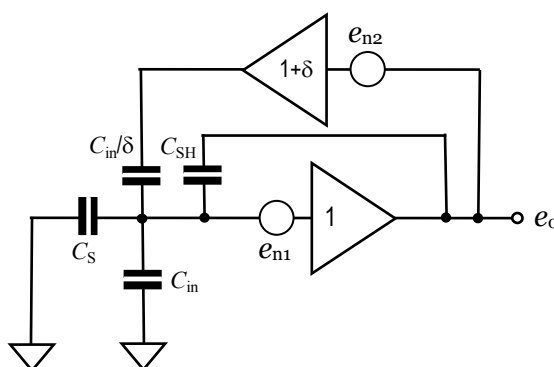


Figura 5. Circuito equivalente para el cálculo del efecto de la tensión de ruido de los AO considerando los circuitos de guarda activa y neutralización.

Resolviendo este circuito, la tensión de ruido de salida, considerando que ambos A.O son de similares características ($e_{n1}=e_{n2}$) está dada por:

$$e_o^2 = e_{n1}^2 \left[(C_S + C_C + C_{in} + C_{SH})^2 + (C_C + C_{in})^2 \right] / C_S^2 \tag{4}$$

Tomando valores típicos de los parámetros: $C_S=10\text{pF}$, $C_C=5.6\text{pF}$, $C_{in}=4\text{pF}$, $C_{SH}=10\text{pF}$, resulta $e_o \approx 3.2e_n$.

Incremento de R_B por bootstrapping

El resistor R_B debe ser de valor elevado, de alrededor de $1T\Omega$. Si bien existen resistores comerciales de este orden, son difíciles de conseguir. Una solución es simular el resistor R_B utilizando un resistor de menor valor y técnicas de bootstrapping para “multiplicar” su impedancia. El circuito, que se muestra en la Fig. 6 (a), presenta una impedancia de entrada dada aproximadamente por:

$$R_{B,EQ} \approx R_1 R_2 / R_3 ; \tag{5}$$

es decir, incrementa el valor de R_1 en un factor R_2/R_3 . Por supuesto, que esto tiene un costo a pagar (en realidad varios). Uno de ellos es un incremento en el ruido total del electrodo. Para estimarlo, es necesario considerar el ruido de cada uno de los resistores y el ruido propio del AO, según el circuito equivalente de la Fig. 6 (b).

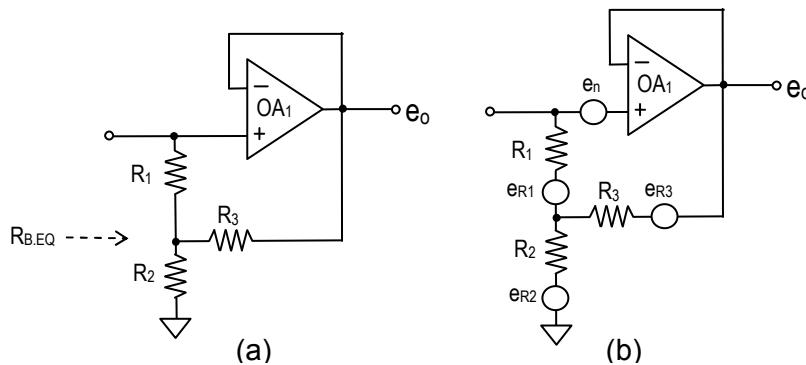


Figura 6. (a) circuito bootstrap para “multiplicar” resistencia y (b) su circuito equivalente considerando el ruido propio de sus componentes.

Resolviendo el circuito de la Fig. 6(b), el ruido total a la salida resulta:

$$e_o^2 \approx e_n^2 (1 + R_2/R_3)^2 + e_{R1}^2 (1 + R_2/R_3)^2 + e_{R2}^2 + e_{R3}^2 (1 + R_2/R_3)^2 \tag{6}$$

Reemplazado el ruido propio de los resistores por la expresión de Nyquist de ruido térmico, resulta:

$$e_o^2 \approx e_n^2 (1 + R_2/R_3)^2 + 4kTR_1 (1 + R_2/R_3)^2 + 4kTR_2 + 4kTR_3 (1 + R_2/R_3)^2 \tag{7}$$

Teniendo en cuenta que $R_1 \gg R_2, R_3$; $R_2/R_3 \gg 1$; $e_n \ll e_{R1}$, la expresión (7) puede aproximarse por:

$$e_{R_{B,EQ}}^2 \approx 4kTR_1 (R_2/R_3)^2 , \tag{8}$$

mientras que el ruido de un resistor R_B real de $R_1 \times R_2/R_3$ ohms es $e_{R_B}^2 \approx 4kTR_1 (R_2/R_3)$. El resistor simulado $R_{B,EQ}$ tiene un ruido mayor que un resistor real R_B de igual valor según:

$$e_{R_{B,EQ}} \approx e_{R_B} \sqrt{R_2/R_3} \tag{9}$$

Por ejemplo, un resistor $R_B = 1T\Omega$ a 300 K tiene un ruido propio de $128 \mu V/\sqrt{Hz}$, mientras que un resistor del mismo valor simulado como $10 G\Omega \times 100$ presenta $1.28 mV/\sqrt{Hz}$. Este incremento se verá reflejado en el ruido total del electrodo. Remplazando el ruido del resistor e_R de la ecuación (1) por la expresión (8) resulta:

$$e_o^2 \approx \frac{kT}{(\pi C_s f)^2} \frac{1}{R_1} + \frac{i_n^2}{(2\pi C_s f)^2} + e_n^2 , \tag{10}$$

que es idéntica a (1) con $R_B = R_1$. Es decir, utilizando bootstrapping para aumentar el valor de R_1 se reduce la frecuencia de corte $f_N = (2\pi R_{B-EQ} C_S)^{-1}$, pero el ruido es equivalente a tener $R_B = R_1$: debe utilizarse el mayor valor de R_1 posible.

Implementación del electrodo capacitivo

Se construyó un electrodo capacitivo que contiene guardas activas y neutralización de la capacidad de entrada. Su esquema se muestra en la Fig. 7. Para R_B se utilizó el mayor valor que pudo conseguirse: 10 GΩ, y un circuito bootstrap x100. Esta R_B es menor que $R_{B,C}$ y su contribución al ruido total no será despreciable. La expresión (10), teniendo en cuenta los efectos de los circuitos de guarda activa y neutralización, se transforma en:

$$E_o^2 \approx \frac{kT}{(\pi C_s)^2} \frac{1}{R_1 f_1} + \frac{i_n^2}{(2\pi C_s)^2} \frac{1}{f_1} + \alpha^2 E_n^2 \tag{11}$$

donde α es el segundo factor en (4). Tomando los valores típicos del AO OPA320, $R_1 = 10$ GΩ y $C_S = 100$ pF, $f_1 = 0.05$ Hz. El ruido total en (11) resulta:

$$E_o^2 \approx (9.2\mu V)^2 + (4.3\mu V)^2 + (3.2)^2 (0.6\mu V)^2 = (10.3\mu V)^2, \tag{12}$$

que es un valor aceptable para ECG.

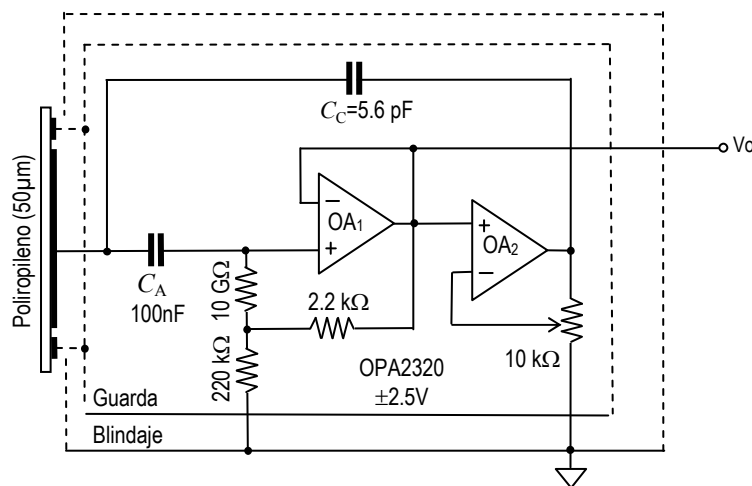


Figura 7. Circuito completo del electrodo capacitivo construido

3. Conclusiones

Se diseñó y construyó un electrodo capacitivo que permite adquirir señales de ECG con un calidad aceptable a través de una película dieléctrica sin utilizar gel conductor. Para este tipo de electrodo es importante mantener muy altas impedancias especialmente en el nodo de entrada. Esto significa altas resistencias de pérdidas y bajas capacidades, lo cual exige un cuidadoso diseño del circuito impreso. El uso de técnicas de bootstrapping para simular resistores de polarización R_B de elevado valor incrementa el ruido total, pero esta solución es viable para la adquisición de señales de ECG.

4. Referencias

Harland C, Clark T y Prance R (2000), "Electrical potential probes-new directions in the remote sensing of the human body," *Measurement Science and Technology*, Vol. 13 pp.163-169.

Spinelli E y Haberman M (2010), "Insulating electrodes: a review on biopotential front-ends for dielectric skin-electrode interfaces," *Physiological Measurement*, Vol. 31, pp.183-198.

Huhta J. y Webster J. (1973), "60-Hz Interferente in Electrocardiography. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, Vol 20, pp. 91-101.