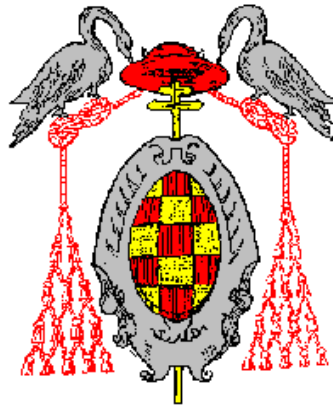


UNIVERSIDAD DE ALCALÁ
DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA

Ingeniería en Electrónica



Instrumentación Biomédica

Tema 3

**Sistemas de Acondicionamiento y Adquisición
de Señales Bioeléctricas**

3.1. INTRODUCCIÓN

El objetivo de este tema es acometer el estudio de la adquisición, amplificación y acondicionamiento de potenciales bioeléctricos a nivel extracelular mediante electrodos. Como ya se ha estudiado, la actividad fisiológica de las células en las diferentes estructuras biológicas provoca potenciales bioeléctricos tanto intracelulares como extracelulares.

Para desarrollar sistemas de captación de señales biopotenciales conviene estudiar las características de las mismas y a partir de éstas desarrollar los sistemas de amplificación y de acondicionamiento. También deben considerarse en el diseño las medidas de seguridad necesarias con el fin de que el paciente no sufra riesgo alguno.

En este tema nos vamos a centrar en el estudio de los amplificadores de potenciales bioeléctricos o bioamplificadores, adaptando sus cualidades en función a la señal que se desea medir.

3.2. PROBLEMÁTICA DE LA CAPTACIÓN DE LAS SEÑALES BIOELÉCTRICAS.

El principal problema de la captación de las señales bioeléctricas proviene de los valores de amplitud y frecuencia de las mismas. Dichas amplitudes son pequeñas y a menudo se encuentran contaminadas de ruido que incluso puede ser superior al valor de la propia señal.

En este apartado se estudian los problemas que surgen en la captación de las señales extracelulares. A partir de estas señales se establecen las especificaciones del amplificador necesario para recuperar las mismas, así como las características del equipo de medida y las relacionadas con el ancho de banda de la señal de entrada.

3.2.1. Características generales de las señales bioeléctricas.

Los potenciales bioeléctricos del cuerpo humano o de cualquier animal raramente son determinísticos. Sus magnitudes varían con el tiempo, incluso cuando todos los factores que las originan están controlados. Los valores de la misma medida pueden variar enormemente entre diferentes individuos aunque estos estén sanos y las condiciones de medición sean las mismas. Esto quiere decir que los valores pueden ser muy diferentes para diferentes personas aunque sean valores normales en ellos.

A continuación se comentan algunos de los valores típicos para diferentes señales bioeléctricas:

SEÑAL	MAGNITUD	ANCHO DE BANDA (Hz)
ECG (electrocardiograma)	0'5 - 4 mV	0'01 - 250
EEG (electroencefalograma)	5 - 300 μ V	DC - 150
EKG (electrogastrograma)	10 - 1000 μ V	DC - 1
EMG (electromiograma)	0.1 - 5 mV	DC - 10.000
EOG (electrooculograma)	50 - 3500 μ V	DC - 50
ERG (electroretinograma)	0 - 900 μ V	DC - 50

Tabla 3.1. Señales bioeléctricas.

Los valores indicados en la tabla anterior fijan la ganancia y el ancho de banda que debe tener el equipo de medida. Tomando como ejemplo la señal del ECG, y para evitar deformaciones mayores del 10%, la *American Heart Association* recomienda que el ancho de banda de los equipos destinados a captar el ECG sea al menos de 0'1 a 100 Hz. No obstante, en función de la patología a detectar puede ser necesario trabajar con mayores anchos de banda.

3.2.2. Fuentes de ruido e interferencia en un bioamplificador.

A la vista de los valores de la tabla 3.1, podría pensarse que el problema de la adquisición de los biopotenciales se reduce a diseñar y construir un amplificador con ganancia elevada y ancho de banda suficiente. Sin embargo, el principal problema en el registro de estas señales se encuentra en reducir al mínimo las interferencias o ruido que se encuentran mezcladas con ella y que en muchos casos tienen mayor amplitud que la propia señal, y con un espectro de frecuencia superpuesto.

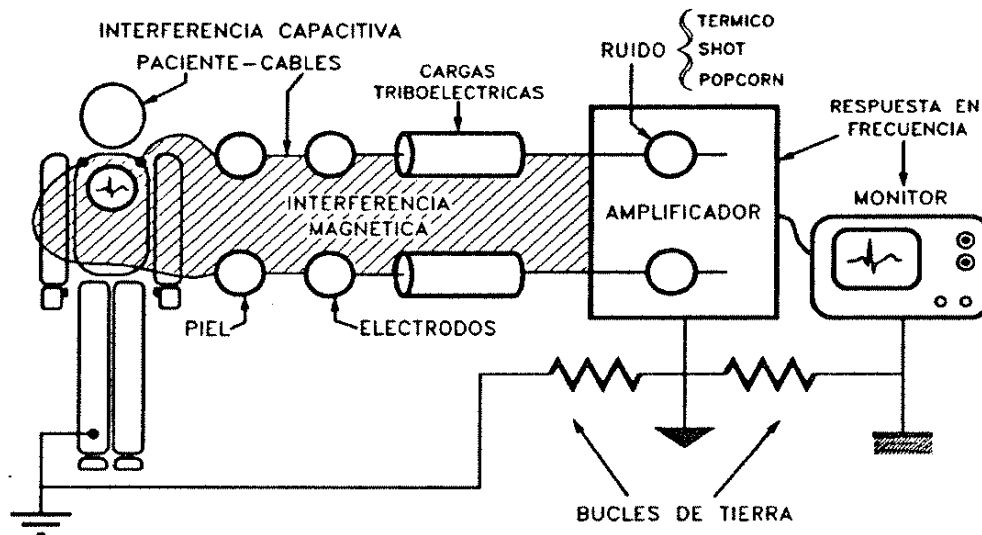


Figura 3.1. Fuentes de interferencia que actúan sobre la medida de un biopotencial extracelular.

En la figura 3.1 se muestran las principales fuentes de ruido que actúan sobre el registro de cualquier potencial bioeléctrico. Una posible clasificación de interferencias puede ser:

- Interferencias externas al equipo de medida:
 - ⇒ Capacitivas:
 - > Acoplamiento capacitivo con el paciente.
 - > Acoplamiento capacitivo con los conductores y el equipo.
 - ⇒ Inductivas.
 - ⇒ Originadas por la interfaz electrodo-electrolito-piel.
 - ⇒ Debidas a otros potenciales bioeléctricos.
 - ⇒ Debidas a otros sistemas fisiológicos.
 - ⇒ Debidas a cargas electrostáticas.

- Interferencias internas al equipo de medida:
 - ⇒ Provocadas por el transformador de la fuente de alimentación.
 - ⇒ Debidas al rizado de la fuente de alimentación.
 - ⇒ Ruido generado por los componentes electrónicos.

Las interferencias externas son todas aquellas que tienen su origen fuera del equipo amplificador. La principal fuente de interferencia externa es, sin duda, la red de distribución de energía eléctrica, que provoca una señal de interferencia de 50 Hz, ya que las interferencias introducidas por otros equipos tienen generalmente frecuencias superiores al ancho de banda de la señal bioeléctrica. Ésta es la responsable de todas las alteraciones debidas por acoplo inductivo y capacitivo. Siendo el acoplo capacitivo de la red eléctrica con el cuerpo del paciente la mayor fuente de ruido presente en el registro de cualquier potencial bioeléctrico.

No obstante, conviene tener presente posibles interferencias o artefactos introducidos por otros biopotenciales como por ejemplo los artefactos introducidos por el sistema respiratorio en el registro del ECG. Estos artefactos pueden minimizarse variando la colocación de los electrodos, de forma que éstos se posicionen en lugares donde su influencia sea mínima.

3.2.2.1. Interferencias capacitivas

Son debidas al acoplo capacitivo que existe entre los diferentes elementos del sistema de medida y la red de suministro eléctrico. Provocan la aparición sistemática de una señal de 50 Hz en los registros bioeléctricos. Cabe diferenciar entre el acoplo capacitivo con el paciente y el acoplo capacitivo con los conductores y el equipo.

Acoplamiento capacitivo con el paciente

Produce el efecto más importante de todos los ruidos y condiciona totalmente el diseño del amplificador. A continuación se describe sus causas y las técnicas para atenuar sus efectos.

Se puede considerar el cuerpo humano como un conductor volumétrico. Este conductor está separado por el aire de los conductores de la red eléctrica que se encuentran en el ambiente donde se realizan las medidas. Se forman de esta manera dos condensadores cuyas armaduras son el sujeto y los conductores vivos y de tierra respectivamente, asumiendo el aire el papel de dieléctrico. En este modelo se ha despreciado la impedancia del cuerpo humano por que la resistencia que presentan los tejidos internos es muy baja.

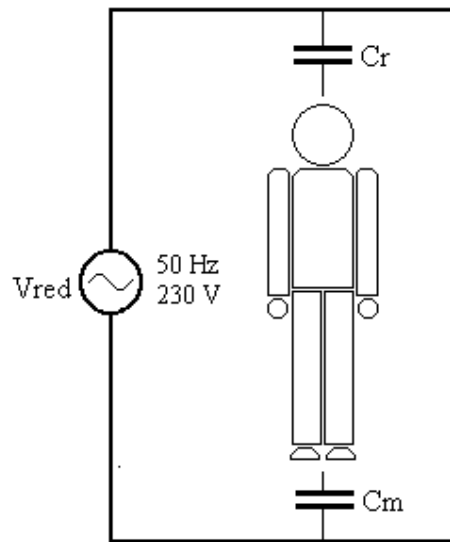


Figura 1. Acoplo capacitivo de la red con el cuerpo del paciente.

Los condensadores formados no son en absoluto despreciables, dependiendo de la situación del paciente. Para un paciente bien aislado, tumbado en una cama con toma de tierra, se podrían aceptar los siguientes valores:

$$C_r = 2 \text{ pF.}$$

$$C_m = 520 \text{ pF.}$$

Para el caso de un paciente tumbado en cama sin toma de tierra y tocando la barandilla, estos valores se elevan a:

$$C_r = 200 \text{ pF.}$$

$$C_m = 3300 \text{ pF.}$$

Se forma un divisor de tensión que hace que el paciente se encuentre a una tensión con respecto a tierra de un valor aproximado:

$$V_p \approx V_R \times \frac{C_m}{C_r + C_m} = 2 \times \sqrt{2} \times 230 \times \frac{2}{2 + 520} \approx 2'49 \text{ volt.}$$

Recordando que los niveles del ECG y del EOG sobre la piel son aproximadamente de 1 mV y 10 μ V respectivamente, queda clara la importancia de esta señal de interferencia. Esta es, con mucho, el ruido que más enmascara la señal y condiciona el diseño del amplificador. En un apartado posterior, el correspondiente a las especificaciones del amplificador, se verá su influencia y la forma de atenuar sus efectos en los registros.

Acoplamiento capacitivo con el equipo de medida

El acoplo capacitivo de la red de suministro eléctrico con los cables que conducen la señal al equipo hará que aparezcan corrientes de desplazamiento. Estas corrientes fluirán a tierra a través de las interfaces electrodo-piel, el cuerpo del paciente y el tercer electrodo del amplificador, produciendo tensiones en modo común y diferencial. En la figura 3.2 puede observarse el acoplo capacitivo mediante las capacidades C_1 y C_2 .

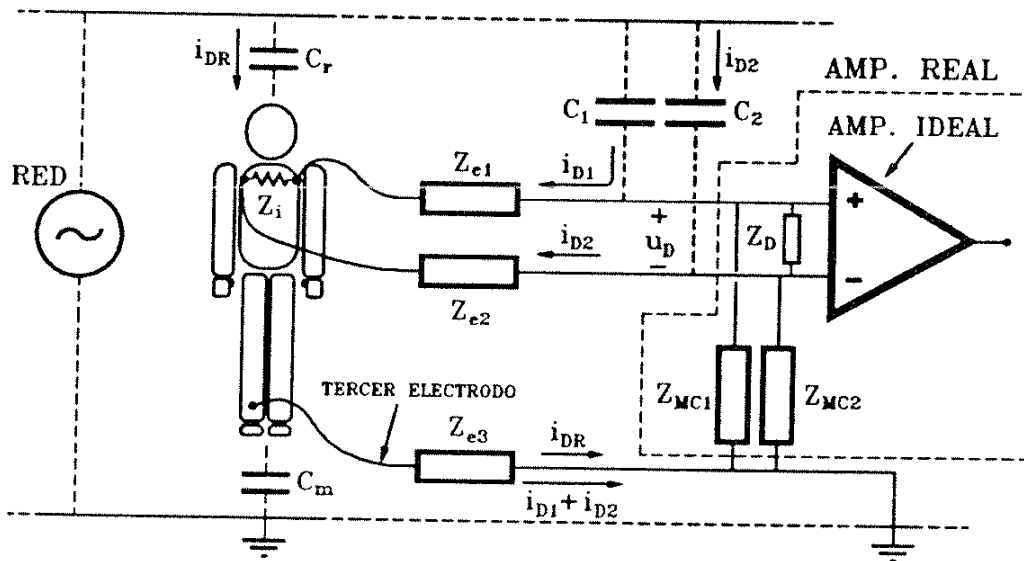


Figura 3.2. Acoplamiento capacitivo con los conductores

Asumiendo que las impedancias de los condensadores (Z_{MC1} y Z_{MC2}) y de entrada del operacional Z_D son mucho mayores que las impedancias de los electrodos (Z_{e1} , Z_{e2} y Z_{e3}). De esta forma, considerando las capacidades acopladas y las impedancias de los electrodos y despreciando la resistencia del cuerpo, aparece una tensión en modo común:

$$U_{MC} = Z_{e3} (i_{D1} + i_{D2})$$

Al mismo tiempo, aparece una tensión diferencial debida a diferencias entre las corrientes y desequilibrios de las impedancias de las interfase electrodo-piel:

$$U_D = Z_{e1} i_{D1} + Z_{e2} i_{D2}$$

Una posibilidad para reducir este tipo de interferencia es procurar que las impedancias electrodo-piel sean bajas y que el desequilibrio entre ellas sea mínima, lo cual no siempre es posible.

Otra solución consiste en disminuir las corrientes utilizando conductores apantallados con la pantalla conectada a masa. Al realizar esta conexión el acoplo capacitivo se produce con las pantallas, derivándose a masa las corrientes de frecuencia 50 Hz. Sin embargo, esta conexión producirá una disminución de la impedancia de entrada de modo común del amplificador, debido a que dichos cables tienen una capacidad entre el conductor interno y la pantalla del orden de 30 pF/m a 100 pF/m y quedarían en paralelo con la impedancia en modo común del amplificador. Al mismo tiempo, estas capacidades no son iguales para cada cable (electrodo) de forma que se produce un desajuste de la tensión en modo común vista por cada terminal de entrada del amplificador y en consecuencia se genera una tensión diferencial proporcional a la tensión común que puede tener más influencia que la disminución de impedancia vista

anteriormente. Este problema se puede solucionar conectando el apantallamiento de los cables a la tensión en modo común como indica la figura siguiente:

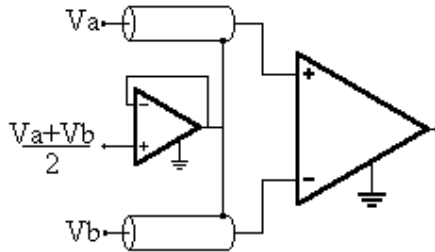


Figura 3.3. Apantallamiento de los cables de entrada mediante guarda activa.

De esta forma el acoplamiento capacitivo se produce con la pantalla y no con el conductor interno, por lo tanto, las corrientes de 50Hz se derivan a masa a través del seguidor, sin interferir en los cables que transportan la señal. Esta conexión tiene la ventaja de no disminuir las impedancias de entrada en modo común como sucede cuando se conectan directamente las pantallas de los cables a masa o a otro potencial.

3.2.2.2. Interferencias inductivas

Este tipo de interferencias son causadas normalmente por la red eléctrica. Por ella circulan corrientes variables de 50 Hz que provocan la aparición de campos magnéticos variables con el tiempo. Estos campos magnéticos atraviesan los bucles formados en el sistema de medida, induciendo ellos tensiones de 50 Hz de acuerdo con la ley de Lenz:

$$e = -\frac{d\Phi}{dt} = \frac{d}{dt} \int B \cdot ds$$

donde:

e: fuerza electromotriz inducida.

F: flujo.

B: inducción magnética.

Suponiendo los siguientes valores:

$$B = B_0 \cdot \text{sen } \omega t \quad (\text{campo senoidal})$$

A = área

Queda:

$$e(t) = A \cdot B_0 \cdot w \cdot \cos wt$$

Estas tensiones son proporcionales al área del bucle en cuestión y a la frecuencia del campo magnético que interfiera. Las más importantes se inducen en el bucle formado por el paciente, los conductores y el propio equipo. La mejor solución para reducir la interferencia magnética, es hacer el área del bucle de medida tan pequeña como sea posible, lo cual puede conseguirse trenzando los cables de medida desde el equipo de registro hasta las proximidades del paciente o utilizando cable coaxial adecuado con una conexión apropiada.

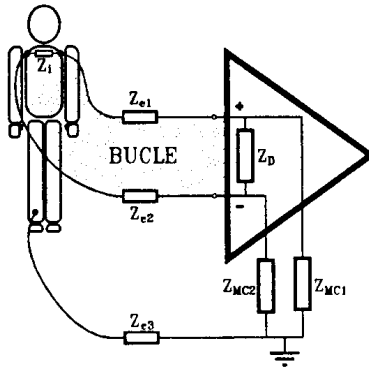


Figura 3. Bucle de interferencia magnética.

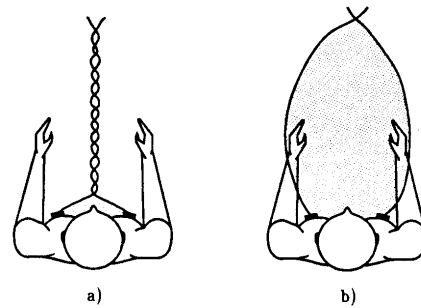


Figura 4. a) Disposición correcta de cables.
b) disposición incorrecta.

Las interferencias de 50Hz son las que más afectan al diseño del sistema de amplificación, por lo que en el caso de que las medidas anteriores no sean suficientes puede adoptarse otro tipo de soluciones complementarias como incluir un filtro notch a 50Hz en la cadena de amplificación con el inconveniente de que se pierde la información a dicha frecuencia.

3.2.2.3. Potencial de contacto electrodo-piel

Al colocar un electrodo en contacto con la piel a través de un electrolito se produce una distribución de cargas entre la interfaz electrodo-electrolito que da lugar a la aparición de un potencial (potencial de media celda). Si el electrodo se mueve respecto del electrolito, se producirá una alteración en la distribución de la carga que provocará una variación transitoria del potencial de media celda. De la misma forma, en la interfaz electrolito-piel también existirá una distribución de cargas y, por tanto, un potencial de equilibrio que variará si se produce movimiento entre la piel y el electrolito. Este tipo de interferencias (en inglés "motion artifact") producen una fluctuación de la señal a frecuencias muy bajas (<1 Hz), no susceptibles de ser filtradas debido a la gran cantidad de información que poseen a estas frecuencias la señal del ECG y del EOG, y en general la mayoría de los biopotenciales.

Este problema se puede solventar fijando el electrodo a la piel, de forma que se evite cualquier movimiento. Y utilizando electrodos de materiales que presenten polarizaciones menores como los electrodos de plata-cloruro de plata.

La unión electrodo-electrolito-piel puede modelizarse eléctricamente como una tensión

continúa en serie con una impedancia tal como se muestra en la siguiente figura.

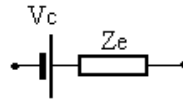


Figura 5. Potencial de contacto electrodo piel.

En una amplificación diferencial si los potenciales de contacto fueran iguales no existiría ningún problema. En la práctica es imposible conseguir esta igualdad, por lo que la señal bioeléctrica estará superpuesta a una tensión continua, siendo ambas amplificadas. Ello limita la ganancia de la primera etapa amplificadora, ya que esta tensión continua podría saturar el amplificador.

3.2.2.4. Interferencias provocadas por otros potenciales bioeléctricos

Una fuente de interferencias, difícilmente evitable, la constituye la actividad de otros potenciales bioeléctricos presentes en el organismo. Pueden citarse, por ejemplo, las interferencias del ECG materno en el registro del ECG fetal, o las del EMG (electromiograma) sobre el ECG y especialmente sobre la señal del ECG registrada en una prueba de esfuerzo. Considerando ahora el EOG pueden detectarse interferencias provocadas por el EEG (electroencefalograma) o por acciones musculares como masticar, abrir o cerrar los ojos..etc.

No existe una forma clara de evitar dichas interferencias. Así, por ejemplo, en el registro de las señales del ECG es importante que el paciente esté relajado y en reposo, procurando que su actividad muscular sea la mínima posible.

Otra solución es la colocación adecuada de los electrodos para que una señal quede realzada respecto de la otra. Ello es posible por la influencia que tienen los factores geométricos en la amplitud y forma de las señales bioeléctricas.

3.2.2.5. Interferencias provocadas por otros sistemas fisiológicos

La interacción entre los diferentes sistemas fisiológicos de los seres vivos se traduce en la aparición de interferencias sobre la señal que se desea medir. Una de las interacciones más estudiadas es la variación de las señales del sistema cardiovascular por la acción del sistema respiratorio. Este provoca cambios de amplitud y de forma en los registros del ECG, así como una variación del ritmo cardíaco.

3.2.2.6. Interferencias provocadas por cargas electrostáticas. Interferencias triboeléctricas

Reciben este nombre las interferencias provocadas por la circulación, a través de los electrodos a tierra, de las cargas electrostáticas almacenadas en el cuerpo del paciente. Ello provoca, normalmente, fluctuaciones de la línea base y, en ocasiones la saturación de los amplificadores.

La generación de la carga electrostática puede tener diversos orígenes y es almacenada en la capacidad creada entre la superficie corporal y tierra. Esto provoca la aparición de una diferencia de potencial entre el cuerpo y tierra que dependerá de la carga generada.

Las cargas triboeléctricas también provocan interferencias de modo común e interferencias de modo diferencial cuya magnitud depende, sobre todo, de las impedancias de las interfaces electrodo-piel.

3.2.2.7. Fuentes internas de ruido

Se consideran interferencias internas, aquellas que son provocadas por fuentes incluidas en el bioamplificador. Entre ellas destacan las causadas por la fuente de alimentación y las debidas al ruido interno de los componentes electrónicos en general.

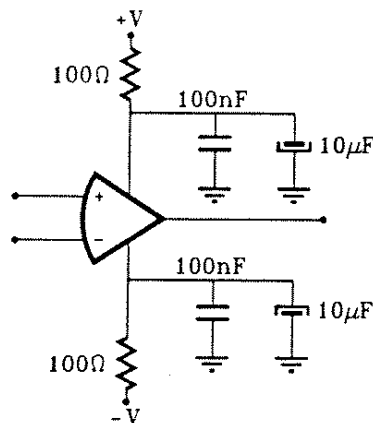
Interferencias debidas a la fuente de alimentación

Si la fuente de alimentación del amplificador incorpora un transformador, el rizado de 100 Hz, correspondiente a la rectificación de los 50 Hz de la red, provocara interferencias que pueden ser importantes.

Cuando se utilizan amplificadores operacionales el problema se reduce a elegir un componente con una relación de rechazo frente a variaciones de la tensión de alimentación (PSRR, *power supply rejection ratio*) lo suficientemente grande. Este dato lo suministra el fabricante.

También influye el valor del rechazo al rizado del regulador de la fuente de alimentación. Una solución aceptable para solucionar estos problemas es usar baterías para alimentar el amplificador, que además de reducir el ruido de alimentación, añaden seguridad al paciente.

En cualquier caso, pueden utilizarse redes de filtrado en las alimentaciones que sirven para atenuar la interferencia del rizado de la fuente.



Ruido generado por los componentes electrónicos

Los componentes electrónicos, bien sean activos o pasivos, generan señales de ruido, en general aleatorias, que contaminan las medidas. En los sistemas que requieren grandes amplificaciones, este problema puede ser crítico y exige una adecuada selección de los componentes de las primeras etapas.

Los componentes pasivos, especialmente las resistencias, que tienen una densidad espectral de ruido:

$$e_n = \sqrt{4KTR} \quad (V / \sqrt{Hz})$$

donde:

K: constante de Boltzman, $1.38 \cdot 10^{-23}$ (J/K.)

T: temperatura absoluta. (K)

R: resistencia. (Ω)

Siempre que sea posible interesará utilizar valores bajos.

En cuanto a los componentes activos, la única medida posible es la selección de los que presenten menores niveles de ruido, dentro de las exigencias del diseño, incluidas las económicas.

En todo caso, es muy recomendable limitar mediante filtros la banda de funcionamiento todo lo que permita el espectro de la señal de interés.

3.3. DIAGRAMA DE BLOQUES DE UN BIOAMPLIFICADOR

Cualquier sistema de acondicionamiento de biopotenciales se va a ajustar a un mismo diagrama de bloques, como el mostrado en la figura 6. Este diagrama comienza en los electrodos, los cuales transforman las corrientes iónicas del cuerpo en corrientes eléctricas. A continuación se encuentra un preamplificador, con alto rechazo al modo común y alta impedancia de entrada. Seguidamente aparece un amplificador de aislamiento, con el fin de que no exista conexión eléctrica entre el paciente y la instalación eléctrica. Después se realiza un filtrado analógico de la banda de frecuencias de interés y puede que exista una última etapa de amplificación, que puede estar incorporada también en la etapa de filtrado. Además es necesario un sistema de alimentación que tenga dos fuentes aisladas eléctricamente, una para cada lado de la barrera de aislamiento de manera que el paciente mantenga el aislamiento con la instalación eléctrica.

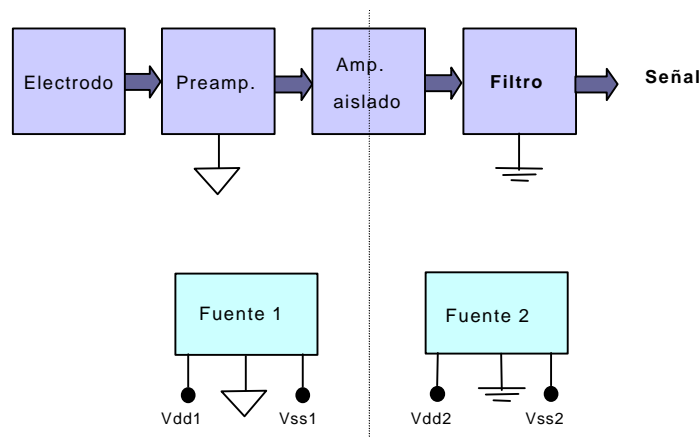


Figura 6. Diagrama de bloques de un sistema de captación de biopotenciales.

A continuación, se analizarán con más detalle las características que debe cumplir cada bloque.

3.3.1. EL PREAMPLIFICADOR

Como se ha comentado en apartados anteriores, la amplificación de cualquier biopotencial es un proceso delicado. En el que además de incluir una gran ganancia, es necesario tener en cuenta las interferencias que enmascaran la señal. La interferencia con una influencia mas directa y negativa sobre la amplificación es al acoplo capacitivo de la red eléctrica sobre el cuerpo del paciente. En este apartado se analizan los efectos de este acoplo y se muestran los requisitos del amplificador para minimizar sus efectos.

3.3.1.1. Selección del modelo de amplificación

En el estudio de las interferencias capacitivas se demostró que puede aparecer una tensión en modo común acoplada por la red al cuerpo del paciente de valor 2'49 V. Por lo tanto, lo más lógico sería utilizar amplificación diferencial para atenuar todo lo posible la señal en modo común.

Para demostrar esta afirmación se iniciará el estudio por el sistema de amplificación más básico, la amplificación no diferencial. Este modelo se muestra en la figura 8, dónde se puede observar como la señal de red se acopla a un paciente sobre en que se está realizando una medida unipolar o absoluta respecto a una referencia.

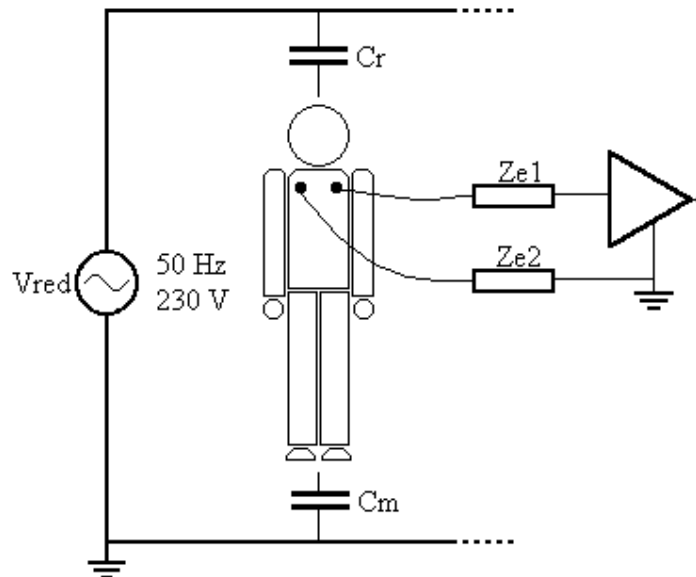


Figura 8. Modelo equivalente de un sistema básico de amplificación.

En el modelo presentado se va a calcular la señal a la entrada del amplificador considerando que la impedancia de este es infinita. Para ello en la figura 9 se presenta el circuito equivalente al sistema de amplificación no diferencial en estudio.

En este esquema se pone de manifiesto que la señal obtenida a la salida del amplificador es la suma ponderada de la tensión bioeléctrica y la de interferencia debida al acoplamiento capacitivo de la red eléctrica. El coeficiente de ponderación es función de los condensadores y de las impedancias de contacto de los electrodos Z_e .

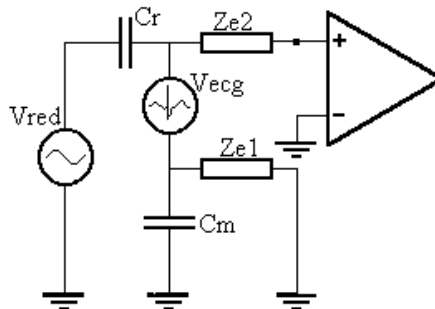


Figura 9. Amplificación no diferencial.

Asumiendo para la resistencia de contacto electrodo piel un valor de 10 kΩ y teniendo en cuenta que para el valor dado para Cm a la frecuencia de red la impedancia que le corresponde (Xcm) es de unos 6 MΩ. Se puede despreciar el efecto de esta impedancia en el acoplo. Con esta aproximación la tensión de interferencia a la entrada del amplificador será:

$$V_{\text{interf}} = \frac{Z_{e1}}{Z_{e1} + \frac{1}{C_r s}} \times V_{\text{red}}$$

Suponiendo que la impedancia Ze1 es puramente resistiva tomando módulos queda:

$$|V_{\text{interf}}| = \frac{Z_{e1} C_r \omega}{\sqrt{Z_{e1}^2 C_r^2 \omega^2 + 1}} \times V_{\text{red}}$$

Con los valores dados para Cr y Ze1, 2 pF y 10 kΩ respectivamente, el discriminante de la raíz en la expresión anterior puede aproximarse a la unidad. En consecuencia una aproximación para la señal de interferencia vendrá dada por:

$$|V_{\text{interf}}| = Z_{e1} C_r \omega |V_{\text{red}}| = 10000 \times 2 \times 10^{-12} \times 2 \times \pi \times 2\sqrt{2} \times 220 = 3'9 \text{ mV}$$

El nivel de la señal de interferencia es mayor que el de la señal bioeléctrica, el nivel medio del ECG es de 1 mV y del EOG de pocos μV. Este razonamiento demuestra que **es imprescindible la amplificación diferencial** para atenuar en lo posible el gran componente existente de ruido en modo común.

3.3.1.2. Amplificación diferencial

En la figura 10 se muestra un sistema de amplificación diferencial. Recordar que un amplificador diferencial es aquel que amplifica la diferencia de tensiones existentes entre sus entradas respecto a la de referencia.

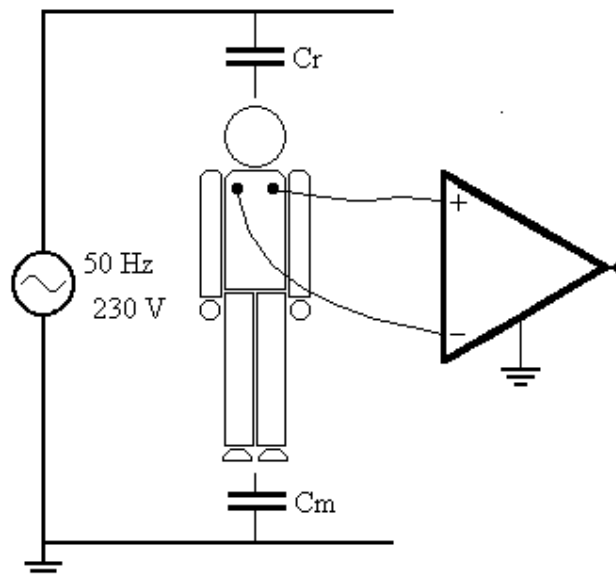


Figura 10. Sistema de amplificación diferencial.

Este esquema se puede modelizar en el circuito siguiente:

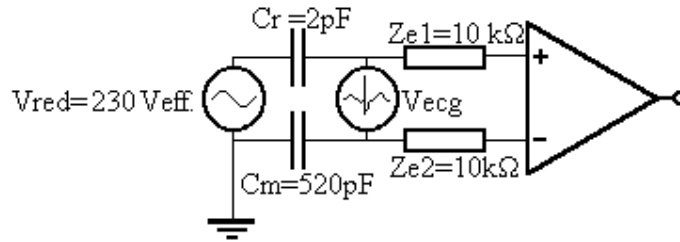


Figura 11. Circuito equivalente para la amplificación diferencial.

El paciente está sometido a una tensión en modo común de valor:

$$|V_{mc}| = \frac{C_r}{C_r + C_m} \times |V_{red}| = \frac{2}{522} \times 2\sqrt{2} \times 230 = 2'49 \text{ volt.}$$

El nivel de la señal de interferencia referido a la entrada, que sería una señal diferencial tal que provocara un nivel en la señal de salida igual al de la interferencia, se define:

$$V_{interf} = \frac{V_{MC} A_{MC}}{A_D} = \frac{V_{MC}}{CMR}$$

Si se exigiese una señal de interferencia menor a 1% del nivel de la señal (en el caso de ECG) sería necesario un rechazo al modo común de:

$$\frac{V_{MC}}{CMR} \leq V_{interf} \rightarrow CMR \geq \frac{V_{MC}}{V_{interf}} = \frac{2'49}{10^{-5}} = 249000$$

$$CMRR = 20 \log CMR = 20 \log 249000 = 108 \text{ dB}$$

Para el caso de EOG todavía es mayor el rechazo obtenido.

La conclusión que se saca de las deducciones anteriores es que el amplificador diferencial debe tener un rechazo al modo común muy elevado.

3.3.1.3. Ruido de red diferencial

El acoplo capacitivo de la red con el paciente no sólo provoca la existencia de ruido en modo común, si no que hace aparecer también una interferencia de modo diferencial derivada del modo común. En otras palabras, aunque se consiguiese un amplificador diferencial con un rechazo al modo común de valor infinito seguiría existiendo interferencia de la red. Esta interferencia diferencial se debe a las impedancias finitas de entrada del amplificador de instrumentación.

En la figura 12 se muestra un amplificador diferencial con impedancias de entrada, diferencial y de modo común, finitas:

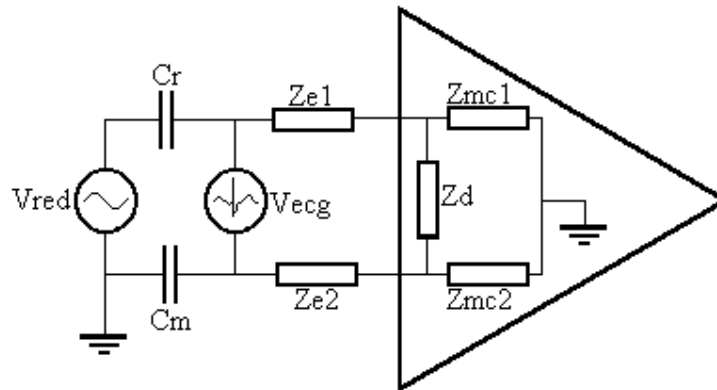


Figura 12. Amplificación diferencial con un dispositivo real.

El esquema eléctrico de este circuito, mostrado en la figura 13, será el utilizado para calcular la influencia de la tensión de la red a la entrada del amplificador.

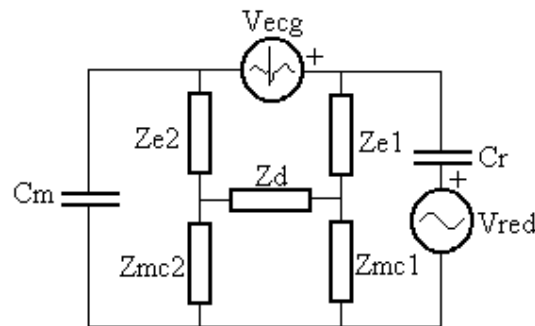


Figura 13. Esquema eléctrico de una amplificación diferencial real.

Para ver la influencia a la entrada del amplificador de cada una de las dos tensiones presentes, V_{ecg} y V_{red} , se analiza el circuito aplicando superposición.

Para simplificar los cálculos se asume que la impedancia diferencial de entrada del amplificador es infinita. Lo que no supone ninguna limitación de los resultados obtenidos. Téngase en cuenta que este es el peor caso, ya que lo ideal, siempre al referirse a la señal de interferencia, es que esta impedancia fuera nula.

Se analiza primero la influencia de la tensión de red. Para ello se supone nula V_{ecg} . Con esta suposición y la aproximación referente a Z_d queda el circuito eléctrico presentado en la figura 14:

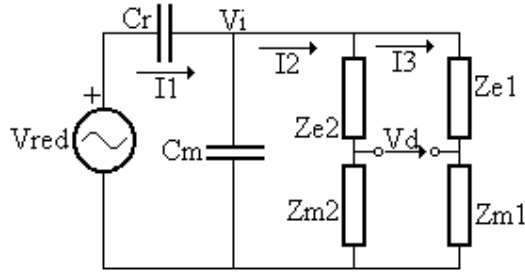


Figura 14. Esquema eléctrico para el cálculo de la interferencia diferencial de red.

El circuito genera el siguiente sistema de ecuaciones:

$$\begin{pmatrix} 0 & -Z_{mc2} & (Z_{mc1} + Z_{mc2}) & -1 \\ -X_m & (Z_{e2} + Z_{mc2}) & -(Z_{e2} + Z_{mc2}) & 0 \\ (X_r + X_m) & -X_m & 0 & 0 \\ 0 & -(Z_{e2} + Z_{mc2}) & (Z_{e1} + Z_{mc1} + Z_{e2} + Z_{mc2}) & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ V_d \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ V_{ecg} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

Resolviendo para Vd se tiene:

$$V_d = \frac{\begin{vmatrix} 0 & -Z_{mc2} & (Z_{mc1} + Z_{mc2}) & 0 \\ -X_m & (Z_{e2} + Z_{mc2}) & -(Z_{e2} + Z_{mc2}) & 0 \\ (X_r + X_m) & -X_m & 0 & V_{red} \\ 0 & -(Z_{e2} + Z_{mc2}) & (Z_{e1} + Z_{mc1} + Z_{e2} + Z_{mc2}) & 0 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} 0 & -Z_{mc2} & (Z_{mc1} + Z_{mc2}) & -1 \\ -X_m & (Z_{e2} + Z_{mc2}) & -(Z_{e2} + Z_{mc2}) & 0 \\ (X_r + X_m) & -X_m & 0 & 0 \\ 0 & -(Z_{e2} + Z_{mc2}) & (Z_{e1} + Z_{mc1} + Z_{e2} + Z_{mc2}) & 0 \end{vmatrix}}$$

Desarrollando la ecuación anterior:

$$V_d = \frac{X_m V_{red} (-Z_{e1} Z_{mc2} + Z_{mc1} Z_{e2})}{\Delta_1}$$

$$\Delta_1 = Z_{mc1} Z_{mc2} X_m + Z_{mc1} Z_{e2} X_m - Z_{mc1} X_m^2 - Z_{mc2} X_m^2 + X_r Z_{mc1} Z_{e2} + X_r Z_{e1} Z_{e2} + X_r Z_{e1} Z_{mc2} + X_r Z_{mc1} Z_{mc2} + Z_{e1} Z_{mc2} X_m + Z_{e1} Z_{e2} X_m - Z_{e2} X_m^2 - Z_{e1} X_m^2$$

Estas expresiones pueden simplificarse suponiendo que $Z_{cm} \cong 6 \text{ M}\Omega$ para 50 Hz. Como siempre se cumplirá que Z_{m1} y $Z_{m2} > 6 \text{ M}\Omega$, se puede aproximar que el puente está alimentado a una tensión V_I :

$$V_d = V_{int\ erf} \approx V_{red} \cdot \frac{C_r}{C_r + C_m} \frac{(Z_{e2} - Z_{e1})}{Z_{mc}}$$

De esta forma queda:

$$V_d = V_{int\ erf} \approx V_{red} \cdot \frac{X_m \cdot Z_{mc} (Z_{e2} - Z_{e1})}{Z_{mc}^2 X_m + Z_{mc}^2 X_r} = V_{red} \cdot \frac{X_m \cdot (Z_{e2} - Z_{e1})}{(X_m + X_r) Z_{mc}}$$

Como las impedancias de los electrodos y cables Z_{e1} y Z_{e2} serán siempre mucho menores que Z_{m1} y Z_{m2} puede apreciarse que la tensión diferencial V_d debida a la red muy pequeña:

$$V_d = V_{int\ erf} \approx V_{red} \cdot \frac{X_m \cdot Z_{mc} (Z_{e2} - Z_{e1})}{Z_{mc}^2 X_m + Z_{mc}^2 X_r} = V_{red} \cdot \frac{X_m \cdot (Z_{e2} - Z_{e1})}{(X_m + X_r) Z_{mc}}$$

En segundo lugar se va a calcular el efecto de la señal electrocardiográfica. Para ello se supondrá nula la tensión de red.

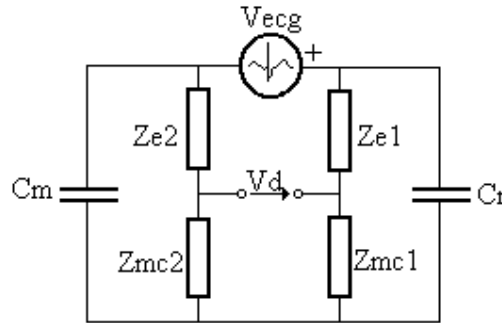


Figura 15. Esquema eléctrico para el cálculo de la componente de ECG.

El sistema de ecuaciones que permite el cálculo de la tensión diferencial de entrada al amplificador es el siguiente:

$$\begin{pmatrix} -Z_{mc2} & (Z_{mc1} + Z_{mc2}) & -Z_{mc1} & -1 \\ -(Z_{e2} + Z_{mc2}) & (Z_{e1} + Z_{mc1} + Z_{e2} + Z_{mc2}) & -(Z_{e1} + Z_{mc1}) & 0 \\ (X_m + Z_{e2} + Z_{mc2}) & -(Z_{e2} + Z_{mc2}) & 0 & 0 \\ 0 & (Z_{e1} + Z_{mc1}) & (Z_{e1} + Z_{mc1} + X_r) & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ V_d \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ V_{ecg} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

Resolviendo para V_d con la regla de Cramer:

$$V_d = \begin{vmatrix} -Z_{mc2} & (Z_{mc1} + Z_{mc2}) & -Z_{mc1} & 0 \\ -(Z_{e2} + Z_{mc2}) & (Z_{e1} + Z_{mc1} + Z_{e2} + Z_{mc2}) & -(Z_{e1} + Z_{mc1}) & V_{ecg} \\ (X_m + Z_{e2} + Z_{mc2}) & -(Z_{e2} + Z_{mc2}) & 0 & 0 \\ 0 & (Z_{e1} + Z_{mc1}) & (Z_{e1} + Z_{mc1} + X_r) & 0 \end{vmatrix}$$

$$= \begin{vmatrix} -Z_{mc2} & (Z_{mc1} + Z_{mc2}) & -Z_{mc1} & -1 \\ -(Z_{e2} + Z_{mc2}) & (Z_{e1} + Z_{mc1} + Z_{e2} + Z_{mc2}) & -(Z_{e1} + Z_{mc1}) & 0 \\ (X_m + Z_{e2} + Z_{mc2}) & -(Z_{e2} + Z_{mc2}) & 0 & 0 \\ 0 & (Z_{e1} + Z_{mc1}) & (Z_{e1} + Z_{mc1} + X_r) & 0 \end{vmatrix}$$

Desarrollando esta expresión:

$$V_d = \frac{V_{ecg} (X_r Z_{mc1} X_{e2} + Z_{e1} Z_{mc2} X_m + X_r Z_{mc2} X_m + X_r Z_{mc1} Z_{e2} + Z_{mc1} Z_{mc2} X_m + X_r Z_{mc1} Z_{mc2})}{\Delta_2}$$

$$\Delta_2 = X_r Z_{mc1} Z_{mc2} + Z_{e1} Z_{e2} X_m + X_{e1} Z_{mc2} X_m + Z_{mc1} Z_{e2} X_m + Z_{mc1} Z_{mc2} X_m + X_r Z_{e1} X_m + X_r Z_{e1} Z_{e2} + X_r Z_{e1} Z_{mc2} + X_r Z_{mc1} X_m + X_r Z_{mc1} Z_{mc2} + X_r Z_{e2} X_m + X_r Z_{mc2} X_m$$

En este caso, despreciando el efecto de los condensadores, puesto que se supone que $Z_{cm}/Z_{cr} \cong 6 \text{ M}\Omega$ para 50 Hz y se cumplirá que $Z_{m1}+Z_{e1}$ y $Z_{m2}+Z_{e2} > 6 \text{ M}\Omega$, se puede aproximar que:

$$V_d = V_{ecg} \cdot \left(\frac{Z_{m1} + Z_{m2}}{Z_{e1} + Z_{e2} + Z_{m1} + Z_{m2}} \right)$$

Realizando la suposición que las impedancias de los electrodos y cables Z_{e1} y Z_{e2} serán siempre mucho menores que Z_{m1} y Z_{m2} se obtiene que:

$$V_d \approx V_{ecg}$$

La tensión diferencial de entrada al amplificador se obtiene sumando las respuestas parciales a cada uno de los estímulos de entrada:

$$V_d = V_{dA} + V_{dB};$$

$$V_d = \frac{V_{ecg} (X_r Z_{mc1} X_{e2} + Z_{e1} Z_{mc2} X_m + X_r Z_{mc2} X_m + X_r Z_{mc1} Z_{e2} + Z_{mc1} Z_{mc2} X_m + X_r Z_{mc1} Z_{mc2})}{\Delta_2} +$$

$$+ V_d = \frac{X_m V_{red} (-Z_{e1} Z_{mc2} + Z_{mc1} Z_{e2})}{\Delta_1};$$

Si se hubieran tenido en cuenta las aproximaciones realizadas se hubiera obtenido:

$$V_d = V_I \cdot \left(\frac{Z_{e2}}{Z_{m2}} - \frac{Z_{e1}}{Z_{m1}} \right) + V_{ecg}$$

La expresión obtenida prueba que la interferencia de red se recoge también en forma diferencial, apareciendo señal de 50 Hz entre las dos entradas del amplificador.

Para minimizar el ruido debido a la tensión de red deben considerarse las siguientes opciones:

- ⇒ El producto $Z_{m1}Z_{m2}$ es mayor que cualquier producto de la forma $Z_{m1}Z_{e1}$ o $Z_{e1}Z_{e2}$.
- ⇒ Z_{m1} se puede considerar igual a Z_{m2} . No obstante, esta suposición aunque simplifica los cálculos no puede realizarse generalmente salvo para obtener valores simplificados puesto que las variaciones entre Z_{m1} y Z_{m2} pueden llegar al 50% según la tecnología del amplificador.

Simplificando la expresión anterior con las aproximaciones definidas se tiene:

$$V_d = V_{interf} \approx V_{red} \cdot \frac{X_m \cdot Z_{mc} (Z_{e2} - Z_{e1})}{Z_{mc}^2 X_m + Z_{mc}^2 X_r} = V_{red} \cdot \frac{X_m \cdot (Z_{e2} - Z_{e1})}{(X_m + X_r) Z_{mc}}$$

Sustituyendo X_m y X_r por sus valores, $X_m=1/j\omega C_m$, $X_r=1/j\omega C_r$:

$$V_d = V_{interf} \approx V_{red} \cdot \frac{C_r}{C_r + C_m} \frac{(Z_{e2} - Z_{e1})}{Z_{mc}}$$

Según esta ecuación la manera de hacer desaparecer la interferencia diferencial de red sería hacer iguales las impedancia de contacto electrodo-piel, pero esto es imposible.

La otra alternativa, única viable, es hacer la impedancia de entrada al amplificador infinita. Este resultado ya se podía comprobar al realizar la suposición de que las impedancias de entrada a los amplificadores fuesen mucho mayores a las del contacto electrodo-piel y de los cables.

Suponiendo una impedancia electrodo-piel de 10 k Ω , y una dispersión entre ellas del 10% (1k Ω), la ecuación anterior permite obtener el valor mínimo de la impedancia en modo común necesario para obtener una señal de interferencia a la entrada menor del 1% de la señal del ECG. La señal de interferencia deberá ser menor de 10 μ V. Para ello se necesitarían impedancias de modo común superiores a 240 M Ω para el caso de acoplamiento del paciente con la red comentado en el apartado anterior.

Otra fuente de distorsión importante que afecta a la captación del ECG o de cualquier otro biopotencial es la naturaleza compleja de la impedancia de contacto electrodo-piel. Estas poseen valores elevados en el rango de frecuencias donde se encuentra la mayor información de los biopotenciales. Esto obliga a exigir al amplificador impedancias de entrada muy elevadas, idealmente infinitas, para hacer despreciable la corriente que pasa por esta interfaz y así minimizar los efectos de su impedancia.

Concluyendo, **el amplificador debe tener una impedancia de entrada muy elevada** para evitar la interferencia diferencial de red, y la influencia de la impedancia compleja de la interfaz electrodo-piel.

El amplificador necesario para captar y amplificar la señal bioeléctrica deberá reunir las

siguientes características:

- ⇒ Utilizar amplificación diferencial para atenuar las señales de modo común.
- ⇒ Poseer un rechazo al modo común muy elevado.
- ⇒ Poseer impedancias de entrada muy elevadas para disminuir la interferencia diferencial debida a la red y evitar la distorsión del biopotencial.

Estas características definen un dispositivo utilizado en instrumentación siempre que es necesario trabajar con señales fuertemente enmascaradas por ruidos: **el amplificador de instrumentación**.

3.3.1.4. Conexión de un amplificador de instrumentación

Aquí es necesario hacer una consideración de tipo práctico. Los amplificadores de instrumentación necesitan un camino entre cada entrada y masa para el cierre de las corrientes de polarización de los transistores de la primera etapa, es decir, para fijar correctamente el punto de trabajo de los mismos. De acuerdo con el criterio de requerir impedancias de modo común muy elevadas, se renuncia a establecer dicho camino mediante resistencias externas entre cada terminal de entrada y masa, un esquema de dos electrodos como el de la figura 10 no garantiza la estabilidad en continua de la etapa de entrada del amplificador de instrumentación. Para solucionar este problema se recurre a la conexión de un tercer electrodo entre el paciente y masa, como indica la siguiente figura:

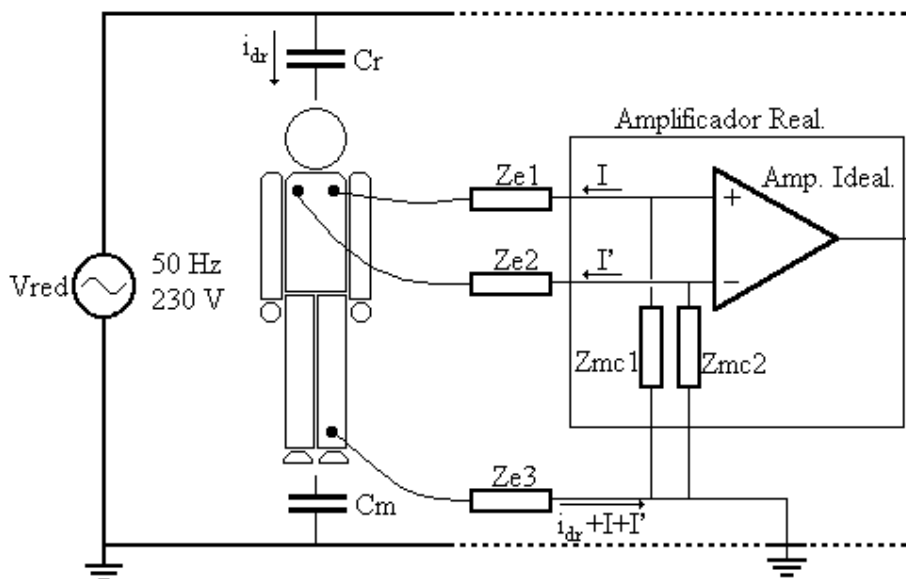


Figura 16. Electrodo de masa.

Este tercer electrodo cumple una función adicional, ya que permite reducir la señal de modo común a la que está sometido el paciente.

La impedancia del tercer electrodo Z_{e3} es mucho menor que la asociada a la capacidad de acoplamiento entre paciente y tierra C_m . La resistencia que ofrece el paciente entre electrodos

puede despreciarse debido a la alta conductividad que ofrece la dermis. La tensión de modo común a la que está sometido el paciente puede escribirse como:

$$|V_{mc}| = \frac{|V_{red}|}{|X_{Cr} + Z_{e3}|} \cdot |Z_{e3}| = \frac{|V_{red}|}{\left| \frac{1}{2\pi f C_r} + Z_{e3} \right|} \cdot |Z_{e3}|$$

Suponiendo una impedancia electrodo-piel de 10 kΩ a 50 Hz para Ze3, y 2 pF para CR la tensión en modo común de pico valdrá:

$$V_{mc} = \frac{2\sqrt{2} \cdot 220}{\frac{1}{2\pi \cdot 50 \cdot 2 \cdot 10^{-12}} + 10000} \cdot 10000 = \frac{622'254}{1591559431} \cdot 10000 = 3'9mV$$

Comparando este valor con el que se obtenía sin tercer electrodo se puede apreciar que la señal de modo común se reduce aproximadamente por un factor de 1000.

Esta solución puede disminuir el nivel de seguridad del paciente, ya que introduce un camino de baja impedancia entre el paciente y masa para que se cierren posibles corrientes de fugas. Además complica las medidas, ya que existe otro elemento a conectar y vigilar. Sin embargo es la más utilizada ya que existen técnicas que superan la desventaja que supone para el paciente la conexión del tercer electrodo.

3.3.1.5.- Tierra virtual

Es evidente que la desventaja principal que supone la introducción del tercer electrodo es la disminución de la seguridad, puesto que habilita un posible camino a tierra de baja impedancia, a través del paciente, de las corrientes que por cualquier causa puedan generarse en el mismo sistema de amplificación y en su entorno (situaciones típicas de peligro se presentarán más adelante retomando el tema de seguridad del paciente y aislamiento; por el momento sólo debe asumirse que la conexión del tercer electrodo presenta una vía de riesgo).

Con el objetivo de conservar las ventajas del tercer electrodo sin poner en peligro al paciente, una posibilidad sería minimizar las corrientes de fuga mediante la conexión de una resistencia de elevado valor entre el tercer electrodo y tierra, ya que ello permitiría el cierre de las corrientes de polarización facilitando el funcionamiento del sistema, y minimizaría las corrientes de fuga a través del paciente en caso de que éste se encontrara eventualmente a una tensión elevada debido a una situación accidental. Sin embargo, al conectar una resistencia de elevado valor entre el tercer electrodo y tierra, se pierde una de las ventajas que suponía la conexión del tercer electrodo, pues aumenta la tensión de modo común y por tanto, el nivel de interferencia.

Una posibilidad alternativa consiste en conectar al paciente, a través del tercer electrodo, a un punto que está al potencial de tierra, pero manteniendo entre el cuerpo y tierra una impedancia elevada Ro, por ejemplo 10 MΩ. Esto se consigue, por ejemplo, uniendo el tercer electrodo a un punto que está a potencial de tierra a través del circuito de la figura 17. Este esquema presenta las mismas ventajas que la conexión del tercer electrodo, pero aumenta la seguridad del paciente. En efecto, en situación normal, el funcionamiento en modo lineal del A OP

punto del cuerpo donde se sitúa el tercer electrodo y tierra viene dada por:

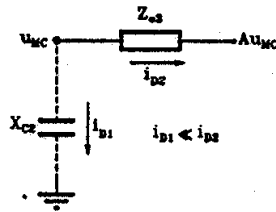


Figura 20. Cálculo de la impedancia equivalente Z_{eq} .

$$Z_{eq} \approx \frac{Z_{e3}}{1 - A}$$

La ecuación anterior indica que la realimentación activa reduce la impedancia global del tercer electrodo por un factor equivalente, aproximadamente, a la ganancia A del circuito de realimentación. Todo ello además sin disminuir la seguridad del paciente puesto que la resistencia R_0 limita la corriente, de paso, en caso de un aumento anormalmente grande de la tensión de modo común, como ocurría en el caso visto anteriormente.

Además, la realimentación activa disminuye la interferencia de modo común, aproximadamente, en la misma medida en que disminuye la impedancia del tercer electrodo. En efecto, para demostrar dicha afirmación, se calcularán los valores de u_{MC} en cada caso, haciendo uso del esquema equivalente mostrado en la siguiente figura:

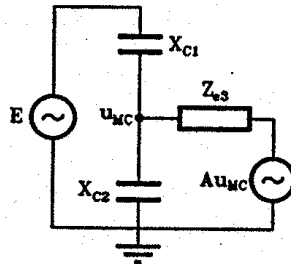


Figura 21. Circuito equivalente para el cálculo de la tensión de modo común.

Para el caso de realimentación activa, la tensión en modo común queda definida por la siguiente expresión:

$$u_{MC}(1) = E \frac{Z_{e3} X_{c2}}{(X_{c1} + X_{c2}) Z_{e3} + X_{c1} X_{c2} (1 - A)}$$

En caso de no utilizarse realimentación activa, la tensión en modo común se calcula haciendo $A = 0$, obteniendo así:

$$u_{MC}(2) = E \frac{Z_{e3} X_{c2}}{(X_{c1} + X_{c2}) Z_{e3} + X_{c1} X_{c2}}$$

La relación entre ambas resulta ser, aproximadamente:

$$\frac{u_{MC}(1)}{u_{MC}(2)} \approx \frac{1}{1 - A}$$

La ecuación anterior confirma que se produce una reducción de la tensión en modo común en la misma proporción que disminuye la impedancia equivalente Z_{eq} . Sin embargo, ello no implica una reducción de la seguridad.

En efecto, la impedancia equivalente Z_{eq} disminuye en el factor A mientras el amplificador operacional funciona en zona lineal. En cambio, cuando la tensión de modo común u_{MC} se eleva por encima de un valor límite, la ganancia A se reduce progresivamente haciendo que la impedancia Z_{eq} aumente. Este valor límite viene dado por:

$$u_{MC}(lim) = \frac{u_{SAT}}{A}$$

Según las consideraciones anteriores, convendría disponer de ganancias de realimentación negativas y muy elevadas. Sin embargo, la ganancia A está limitada por la saturación del amplificador de realimentación.

Un problema que presenta el circuito de realimentación activa, es su posible oscilación. En este sentido, es conveniente introducir algún tipo de compensación.

3.3.1.7.- Técnicas de reducción de interferencia en modo común

Tal y como se indicó en el apartado, el tercer electrodo en un amplificador diferencial para señales bioeléctricas cumple dos funciones básicas; por un lado, permite la circulación de las corrientes de polarización del amplificador y, por otro, reduce las interferencias.

Se puede deducir que cuanto menor sea la impedancia del tercer electrodo Z_{e3} , menor será la tensión de modo común u_{mc} a la que estará sometido el paciente y, por tanto, menores serán las interferencias derivadas de ella.

Sin embargo, existen dos inconvenientes para reducir esta impedancia. Por un lado, Z_{e3} es la impedancia de la interface electrodo-piel y, aunque se pueden adoptar medidas para reducirla al máximo (preparación de la piel, utilización de geles, electrodos de gran tamaño, etc.), no es muy controlable y, por supuesto, no es nula. Por otra parte, al utilizar amplificadores no aislados, cuanto menor sea Z_{e3} , mayor será la corriente que atravesará el cuerpo en caso de derivación accidental.

Para intentar paliar estos inconvenientes y reducir las interferencias sin afectar, en gran medida, la seguridad del paciente, se utilizan una serie de técnicas dos de las cuales se van a detallar en los apartados siguientes. Estas técnicas suelen aplicarse en equipos que no impliquen medidas directas; en este caso se utilizan sistemas aislados.

3.3.1.8.- Elección del preamplificador

Con todo lo expuesto anteriormente en este mismo apartado, ya se puede llegar a una conclusión sobre la etapa de aislamiento:

1. Debe ser un amplificador diferencial, mejor aún si se trata de un amplificador de instrumentación, ya que de esta manera va a cumplir los dos siguientes puntos.
2. El rechazo al modo común, CMRR, debe ser muy elevado, entorno a 120 dB. o más según señales bioeléctricas.

3. La impedancia de entrada debe ser muy elevada, entorno a $10^{10}\Omega$.
4. Si se trata de un amplificador de instrumentación, es necesario montar la realimentación activa, con el fin de polarizar la etapa de entrada sin riesgos para el paciente.

3.3.2. EL AMPLIFICADOR DE AISLAMIENTO

El sistema que mejor minimiza los riesgos en la medida de biopotenciales es el aislado. Un amplificador aislado está compuesto por dos subsistemas que están aislados galvánicamente entre si. El mecanismo de acoplamiento que transfiere la señal del subsistema de entrada al de salida puede ser magnético, capacitivo u óptico. La etapa de entrada tiene su alimentación y referencia aisladas de la alimentación y referencia de la etapa de salida. Esto se consigue a partir de una fuente de alimentación única con un convertidor continua-continua, o utilizando dos fuentes de alimentación, como es lógico en este caso serán baterías las que alimenten al primer subsistema. Todo lo expuesto se ilustra en la figura 22.

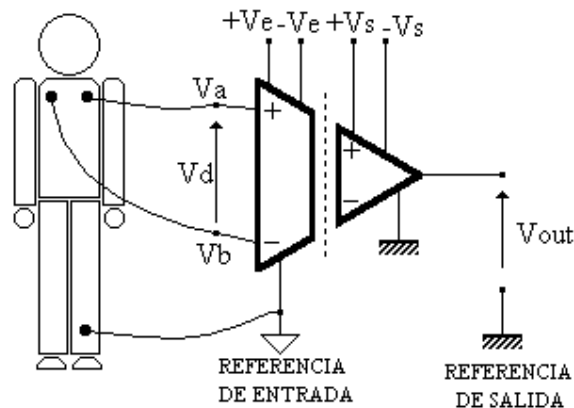


Figura 22. Esquema eléctrico de un sistema de amplificación aislado.

3.3.1.1.- Amplificadores aislados por acoplamiento óptico

Un sistema de aislamiento óptico está constituido por un emisor, por ejemplo un LED, y un receptor, por ejemplo un fotodiodo o un fototransistor. El conjunto de ambos permite aislar galvánicamente dos partes de un conjunto y debe, al mismo tiempo, transmitir la señal entre ambas con la menor distorsión posible. En este tipo de aislamiento la señal que se introduce en el circuito emisor puede ser la señal original en banda base, o bien una señal modulada, generalmente en ancho de pulso, por la primera. En ambas situaciones se tienen ventajas e inconvenientes.

Si la señal que se transmite está en banda base, se evita la necesidad de la modulación, resultando un sistema muy simple. El problema es la poca linealidad de los dispositivos ópticos, lo que hace necesario disponer de circuitos de emisión y recepción perfectamente acoplados y emparejados.

Una solución alternativa consiste en aplicar al circuito emisor una señal modulada, por ejemplo en ancho de pulso, por la señal original. En este caso, aunque los mecanismos de aislamiento son iguales, la linealidad del sistema no radica en el circuito de aislamiento óptico, ya que la señal a transmitir tiene únicamente dos niveles de tensión, sino en el sistema de modulación. En general, para este tipo de aislamiento está más extendido el uso de sistemas de modulación que la transmisión de la señal en banda base.

3.3.2.2. Amplificadores aislados mediante acoplo por transformador

En este caso, cuando la etapa de entrada y la de salida se acoplan con un transformador, es necesario modular la señal (FM, AM, PWM, etc.). Esto es así porque el primario de un transformador, una bobina conectada entre la señal de entrada y masa, se comporta como un filtro paso alto que atenúa y distorsiona las muy bajas frecuencias de la mayoría de los biopotenciales.

Un sistema de este tipo estará compuesto por una etapa moduladora, un transformador que se encargará de realizar el aislamiento galvánico entre la entrada y la salida y la etapa demoduladora para recuperar la señal.

3.3.3. EL SISTEMA DE ALIMENTACIÓN

Para conseguir un aislamiento completo entre el paciente y la tierra no basta con emplear el amplificador de aislamiento. Es necesario añadir un sistema de alimentación aislado para la parte de la barrera de aislamiento en la que se encuentra el paciente.

Por tanto se necesitan dos fuentes de alimentación aisladas, sin conexión eléctrica, una para cada lado de la barrera de aislamiento. La alimentación de la zona de filtrado no presenta ningún problema, ya que se puede alimentar con una fuente de alimentación conectada a tierra. Sin embargo, la alimentación de la zona del paciente debe estar aislada, lo cual se puede conseguir de dos formas distintas, cada una con sus ventajas e inconvenientes:

Convertor DC-DC con aislamiento

A partir de la alimentación de la zona de filtrado se puede obtener una fuente aislada empleando un convertor DC-DC con aislamiento. La ventaja que presenta esta solución es que la alimentación de la zona aislada no depende de batería, por lo que no necesita mantenimiento. Además no hay graves problemas de consumo en la zona aislada. El inconveniente es que puede introducir ruidos por la alimentación y normalmente los precios de estos convertidores son elevados. En la figura 23 se muestra el esquema interno del integrado 722, de Burr-Brown.

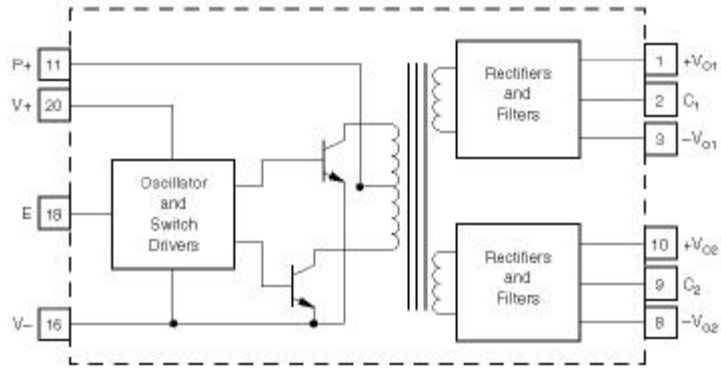


Figura 23. Conversor DC-DC aislado con dos salidas simétricas.

En el caso de utilizar el amplificador de aislamiento ISO212P, bastaría con una única alimentación de 15v puesto que proporciona una señal aislada de $\pm 5v$ mediante un conversor DC-DC.

Fuente de alimentación a partir de batería

La otra posibilidad es montar una fuente aislada a partir de baterías. Empleando una batería de 12 V se puede obtener una salida simétrica de $\pm 5 V$, necesaria para alimentar la etapa aislada.

En la figura 24 se muestra el circuito de alimentación regulado con el 78L05 y el 79L05.

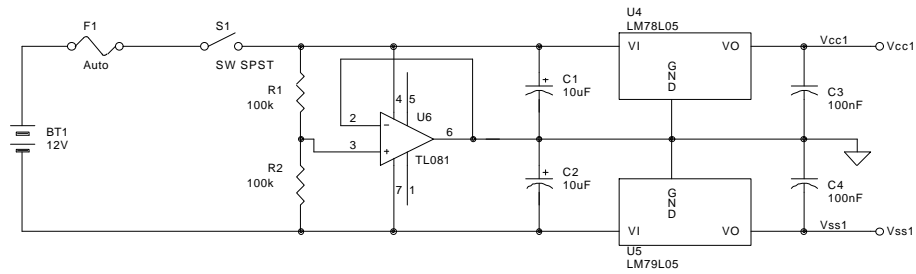


Figura 24. fuente de alimentación a partir de batería.