

Tema 3

Procesado Analógico

3.1. Introducción

Aunque las distintas aplicaciones para los que son diseñados determinan variaciones, podemos establecer unos bloques funcionales básicos que forman generalmente parte de cualquier sistema de instrumentación médica (figura 3.1). Éstos son:

- Bioseñal: corresponde a la medida a realizar. Dependiendo de la accesibilidad de la medida, podemos distinguir los siguientes tipos: interna (por ejemplo, la presión sanguínea), superficial (ECG), emanar del cuerpo (radiación infrarroja) o derivar de una muestra de tejido (biopsia). El primer tipo correspondería a captación invasiva, mientras que el resto son de tipo no invasivo.

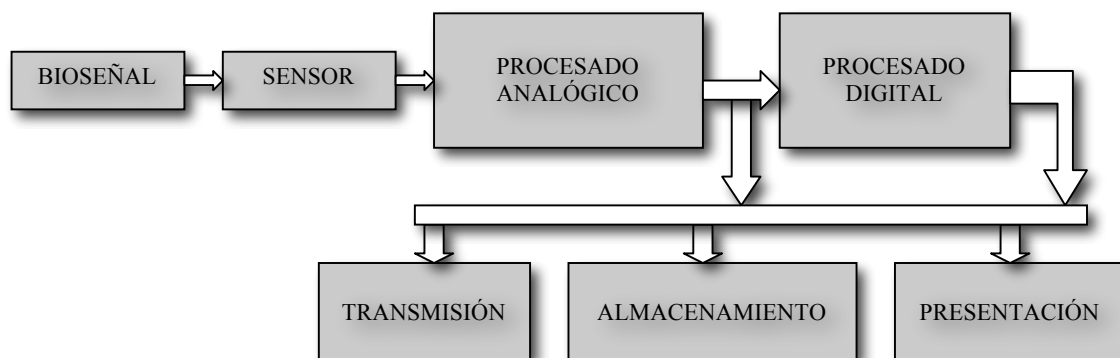


Figura 3.1. Diagrama genérico de un sistema de instrumentación médica.

- Sensor: El sensor es un tipo específico de transductor que convierte variables físicas en eléctricas, que son las que usualmente pueden procesar los sistemas de instrumentación electrónica. Idealmente el sensor sólo debe responder al tipo de energía correspondiente a la bioseñal de interés, excluyendo las restantes, así como no producir efecto de carga sobre la fuente de señal y ser mínimamente invasivo. En el caso de sensores que necesiten alimentación externa, la energía inducida por el sensor debe mantenerse limitada. Se suele disponer también de una señal de calibración con propiedades similares a las de la medida, aplicada en el entrada del sensor o en algún otro punto del sistema.

- Procesado analógico: La mayor parte de los sensores produce una salida analógica. Esta salida presenta características (baja amplitud, alta impedancia, ruido superpuesto...) que obligan a realizar un procesado analógico previo a la presentación o almacenamiento de la información obtenida. Dentro de dicho procesado se incluye adaptación de impedancias, amplificación, filtrado y otras técnicas de eliminación de interferencias.
- Procesado digital: La amplia disposición actual de ordenadores y otros sistemas digitales ha propiciado que, cada vez en mayor medida, los sistemas de instrumentación médica incorporen procesado digital, ganando así en precisión, autocalibrado y, también, posibilidades de procesado de la señal mucho más potentes y adaptables a las necesidades del usuario que las que proporciona el procesado analógico. Por tanto, una vez obtenida la señal con suficiente calidad, la tendencia actual es digitalizarla para continuar con su procesado digitalmente.
- Presentación – Almacenamiento - Transmisión: Una vez adquirida y procesada la señal, se requiere de dispositivos que presenten la información al usuario. Existe una gran variedad de modos de presentación, que incluyen formatos numéricos, gráficos, permanentes (soporte papel), temporales (pantalla osciloscopio u ordenador), etc. Por último, la información generada por el sistema de instrumentación puede ser guardada o transmitida para posteriores procesados. Estos bloques funcionales pueden insertarse en la salida de cualquiera de los dos bloques de procesado.

En el diseño de sistemas de instrumentación médica, podemos destacar las siguientes consideraciones previas:

- Características de la señal: Los rangos de amplitud y frecuencia, propios de cada bioseñal, van a condicionar el diseño del sistema de instrumentación. Aunque existe una casuística muy grande dependiendo de la variable a medir, tienen como características comunes su pequeño rango de frecuencias, que va desde DC hasta la banda de audiofrecuencia, y baja amplitud (muchas de ellas en el rango de μV), lo que implica necesidad de grandes amplificaciones y, por tanto, mayor susceptibilidad al ruido. Además, especialmente en el caso de captación no invasiva, suelen presentar una impedancia de salida elevada.
- Inaccesibilidad: En muchos casos, el sensor no puede acceder a la variable sin dañar el sistema. Es necesario, por tanto, realizar medidas indirectas, obteniendo otras variables más accesibles que mantengan una relación conocida con la variable de interés (por ejemplo, medida de la presión sanguínea a partir de los sonidos de Korotkoff).

- Variabilidad de los datos. Muchas variables medidas en el organismo no son exactamente deterministas, ya que las medidas realizadas en un momento dado, bajo un conjunto de condiciones determinado, no serán las mismas que las obtenidas en las mismas condiciones pero en otro momento, incrementándose esta diferencia cuando se trata de individuos diferentes. El método más común de tratar esta variabilidad es trabajar con funciones de distribución probabilísticas. Las medidas individuales se pueden comparar entonces con estas *normas*.
- Consideraciones de seguridad. Existen varios aspectos respecto a la seguridad que debe proporcionar el equipo de instrumentación médica. En primer lugar, la utilización de un sensor sobre un organismo vivo incrementa el efecto de cualquier sensor sobre la medida que está realizando (por ejemplo, la medida del potencial en el interior de una célula individual, que exige la inserción de un electrodo, puede dañar o incluso destruir dicha célula). En el caso de que se utilicen sensores moduladores, habrá limitaciones adicionales respecto de la energía que induce el sensor para obtener la medida. Por último, existen también unas restricciones respecto a la seguridad del usuario e incluso del propio sistema (por ejemplo, utilización de desfibriladores conjuntamente con monitores de ECG).

En el presente capítulo nos centraremos en los dos primeros bloques del sistema de instrumentación: el sensor y el procesado analógico.

3.2. Sensores

En general, los circuitos electrónicos utilizan como variables de entrada tensiones o corrientes. Los sensores convierten magnitudes físicas como la temperatura, desplazamiento, reacciones bioquímicas, etc. en este tipo de variables. En función del tipo de magnitud que midan, podemos realizar la siguiente clasificación de los sensores utilizados en aplicaciones biomédicas:

- Desplazamiento: Utilizados para medir el tamaño, forma y posición de órganos y tejidos, pueden usarse en medidas directas e indirectas. Los tipos más usuales son resistivos, inductivos, capacitivos y piezoeléctricos.
- Temperatura: Se utilizan termopares, termistores, detectores de radiación y sensores de temperatura de fibra óptica.
- Ópticos: Se utilizan especialmente en el laboratorio para análisis de muestras (sangre, tejidos, etc.), aunque también se usan en algunas técnicas sobre pacientes

(por ejemplo, medida de la saturación de oxígeno en sangre durante la cateterización cardíaca). Los componentes de este tipo de sistemas son: fuentes de radiación (lámparas de tungsteno, diodos led, láseres), filtros (para absorción, interferencia o difracción) y detectores (térmicos o cuánticos).

- Electrodos: Convierten las corrientes iónicas del organismo, como las producidas en el caso de biopotenciales, en corrientes electrónicas. Podemos distinguir entre electrodos para adquisición superficial, interna, microelectrodos y electrodos para estimulación.

Electrodos

Al situar el elemento metálico en contacto con una disolución iónica, se establece una interfase entre electrodo y disolución (semicélula) que, en equilibrio, produce un potencial de contacto. Al pasar corriente por esta interfase, el equilibrio se modifica dando lugar a una variación de dicho potencial, que vendrá dado por:

$$\Delta V_p = V_s - V_c$$

donde ΔV_p es el incremento de tensión de polarización, V_s es el potencial de la semicélula al pasar la corriente y V_c el potencial de contacto. Si la semicélula es independiente de la corriente, ΔV_p será cero (electrodos no polarizables o reversibles). En el caso en que la semicélula sea función de la corriente, ΔV_p será distinta de cero y su signo dependerá de la dependencia del electrodo (electrodos polarizables o irreversibles). Entre los primeros, el más utilizado es el electrodo de plata-cloruro de plata (Ag-ClAg).

Las características de los electrodos dependen de diversos factores, entre los que podemos destacar la intensidad de la corriente que los atraviesa, la forma de onda de la señal captada, su frecuencia, etc. Se han establecido diferentes modelos eléctricos de los electrodos, incluyendo la interfase entre electrodo y piel. En la siguiente figura se muestra un circuito equivalente que incluye el electrodo, el contacto con el electrolito (gel), la epidermis y la capa dérmica más profunda. Aunque no están representados, en algunos casos específicos (por ejemplo, en el caso de adquisición de la respuesta electrodérmica) es necesario considerar también las glándulas y conductos sudoríparos.

Los generadores E_{he} y E_{se} representan, respectivamente, la diferencia de potencial de la semicélula y de contacto con la piel. Los elementos R_d y C_d modelizan la impedancia asociada con el electrodo y el contacto con el electrolito, así como los efectos de polarización. R_s representa la resistencia del electrolito. Por último, el paralelo R_e-C_e corresponde a la impedancia de la epidermis y R_u a la impedancia puramente resistiva que presenta la dermis.

La capacidad C_d es básicamente la debida a la formación de una doble barrera de cargas en la interfase entre electrodo y electrolito. Si se produce un movimiento del electrodo, la distribución de carga se modifica, produciendo una variación de la diferencia de potencial de la semicélula hasta que se alcanza de nuevo el equilibrio. Análogamente, al utilizar dos electrodos, si uno de ellos se mueve mientras el otro permanece en equilibrio, aparece una variación de la diferencia de potencial entre ellos. Estas variaciones son el origen de los artefactos (ruido) debidos al movimiento.

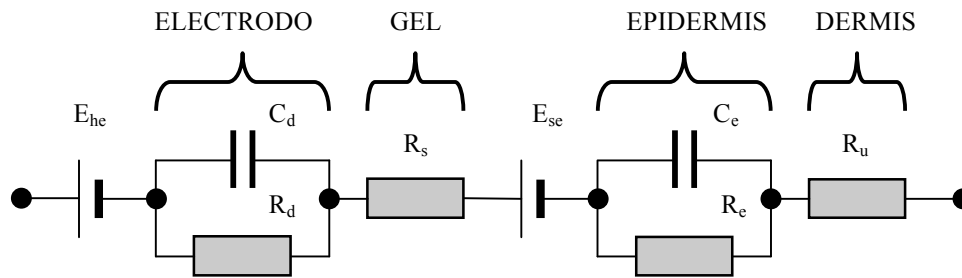


Fig. 3.2. Circuito equivalente electrodo-electrolito-piel.

Existen diversas clases de electrodos, que pueden clasificarse en cuatro grupos en función de su aplicación: a) Electrodos para adquisición superficial; b) Electrodos para adquisición interna; c) Microelectrodos; d) Electrodos para estimulación.

Los electrodos para adquisición superficial, utilizados principalmente en clínica, comprenden una amplia variedad de tipos. Los metálicos, compuestos por una placa metálica que se pone en contacto con la piel a través de un gel electrolítico, se utilizan por ejemplo en el caso de ECG para obtener las derivaciones correspondientes a las extremidades. Una variante de éstos, en la que no es necesaria la utilización de cintas o adhesivos para sujetar el electrodo, es la de electrodos de succión, que disponen de una perilla de goma para obtener el vacío manteniendo así el electrodo en su posición; se usan, por ejemplo, para obtener las derivaciones precordiales del ECG.

Los electrodos flotantes utilizan una cavidad, usualmente en forma de disco, que contiene el metal y el electrolito. Esto asegura un menor movimiento relativo entre electrodo-electrolito, principal responsable de los artefactos debidos a movimiento. El electrodo dispone de un aro adhesivo que lo fija a la piel. El tipo más usual de electrodo flotante es el de Ag-AgCl, caracterizado por su bajo ruido y buenas prestaciones en muchas aplicaciones.

Los electrodos comentados tienen una estructura rígida, que les impide en algunos casos adaptarse adecuadamente a zonas curvadas del cuerpo. Los electrodos flexibles se

fabrican sobre un soporte flexible e impregnado de partículas de plata. La utilización de geles electrolíticos especiales con capacidades adhesivas permiten fijar el electrodo a la piel, aunque suelen presentar mayores resistencias que los geles convencionales.

Los tipos anteriores utilizan en todos los casos un electrolito para asegurar el contacto entre electrodo y piel. La actual tecnología electrónica permite obtener biopotenciales utilizando electrodos conectados directamente, sin utilizar geles electrolíticos. Estos electrodos secos incorporan un amplificador de muy alta impedancia de entrada ($\approx 1\text{G}\Omega$), que adapta la impedancia capacitiva producida por el electrodo metálico y la dermis (que se comportan como las placas del condensador equivalente) y la epidermis (que actúa como dieléctrico). Como desventajas pueden destacarse la posibilidad de saturación y la susceptibilidad al ruido debido a la alta impedancia de entrada.

La segunda clase de electrodos, utilizados para adquisición interna, comprende los electrodos percutáneos, en los que el electrodo atraviesa la piel para ponerse en contacto con el medio interno, o totalmente internos, como los utilizados en implantes y cuya señal se puede extraer con técnicas de biotelemedicina, como se verá al final del presente capítulo. En ambos casos, se elimina el problema asociado a la interfase entre electrodo y piel.

Existe una gran variedad de tipos de electrodos internos, en función de su aplicación. Diseños usuales dentro de los percutáneos son los electrodos de aguja y de cable. Los primeros se suelen utilizar en electromiografía, insertando el electrodo en el músculo. Admiten uno o múltiples electrodos en la misma aguja. Los de cable se diseñan con terminaciones de anclaje (ganchos, etc), que permiten fijar el electrodo en una posición mientras se realiza, por ejemplo, una operación quirúrgica. Otro grupo de electrodos percutáneos se ha desarrollado para obtener el ECG fetal durante el embarazo, utilizando sistemas de succión o ganchos para fijarlo a la piel del feto.

Los microelectrodos se utilizan para medidas de potenciales en membranas celulares. Para ello, es necesario disponer un electrodo en el interior de la célula, que permita obtener la diferencia de potencial respecto del exterior. Para evitar la destrucción de la célula, el electrodo debe tener dimensiones muy pequeñas, y ser a la vez lo suficientemente resistente como para poder atravesar la membrana celular. Las puntas de inserción de los microelectrodos tienen diámetros en el orden de 0.05 a $10\mu\text{m}$, y se fabrican en metal o cristal (micropipetas).

Por último, los electrodos para estimulación se diferencian de los ya comentados en que deben diseñarse para soportar corrientes mucho mayores. La forma de onda de estimulación y el material con el que se fabrica el electrodo son también factores a tener en cuenta. Por ejemplo, si la corriente de estimulación produce oxidación del electrodo, éste se consume y puede resultar tóxico para el tejido con el que está en contacto. Este tipo de

electrodos se utiliza, entre otros, en marcapasos, estimuladores funcionales y desfibriladores cardíacos.

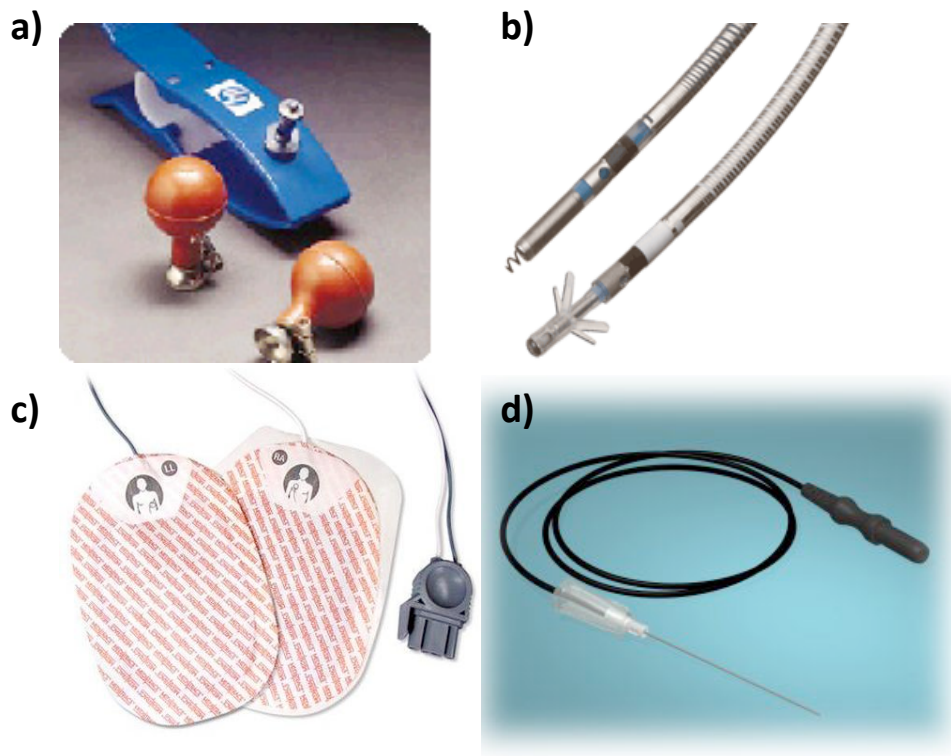


Fig. 3.3. Tipos de electrodos de registro y estimulación. a) Metálicos y de succión (Agilent). b) Estimulación: marcapasos (St Jude Medical Inc.). c) Estimulación: desfibrilador (Kendall comp.). d) Electrodo de aguja (emgequipment.com).

3.3. Amplificación y procesado

En esta sección se introducen los diferentes bloques que conforman un sistema de amplificación y procesado analógico de bioseñales, así como las estructuras de protección que deben incorporar.

Amplificador de instrumentación

El amplificador de instrumentación (AI) permite convertir la tensión de salida del sensor, que suele ser de pequeña amplitud y con impedancia alta, lo que favorece la

presencia de ruido superpuesto, en una magnitud utilizable, adaptando impedancias, amplificando la señal útil (señal diferencial) y mejorando la relación señal-ruido.

Podemos clasificar los tipos de amplificadores de biopotenciales en estructuras con dos y tres electrodos conectados al paciente. El tercer electrodo proporciona un camino de retorno a las corrientes de entrada del amplificador. Para evitar que éstas produzcan interferencias de modo común, su impedancia debería ser lo menor posible, y de hecho los primeros sistemas conectaban directamente la pierna derecha del paciente a la tierra de red. No obstante, la disminución de esta impedancia aumenta la máxima corriente que puede circular por el paciente, incrementando el riesgo de fibrilación. Los amplificadores de dos electrodos, por su parte, no conectan el paciente a la referencia, por lo que utilizan estructuras *'bootstrap'* que derivan estas corrientes de entrada. Empero, su capacidad de rechazo de interferencias es menor. Otra solución es la utilización de amplificadores de aislamiento que intercalan una alta impedancia (impedancia de aislamiento) entre la referencia de entrada y la tierra de red, limitando la corriente máxima. Esta solución puede aplicarse tanto a los amplificadores de dos como de tres electrodos.

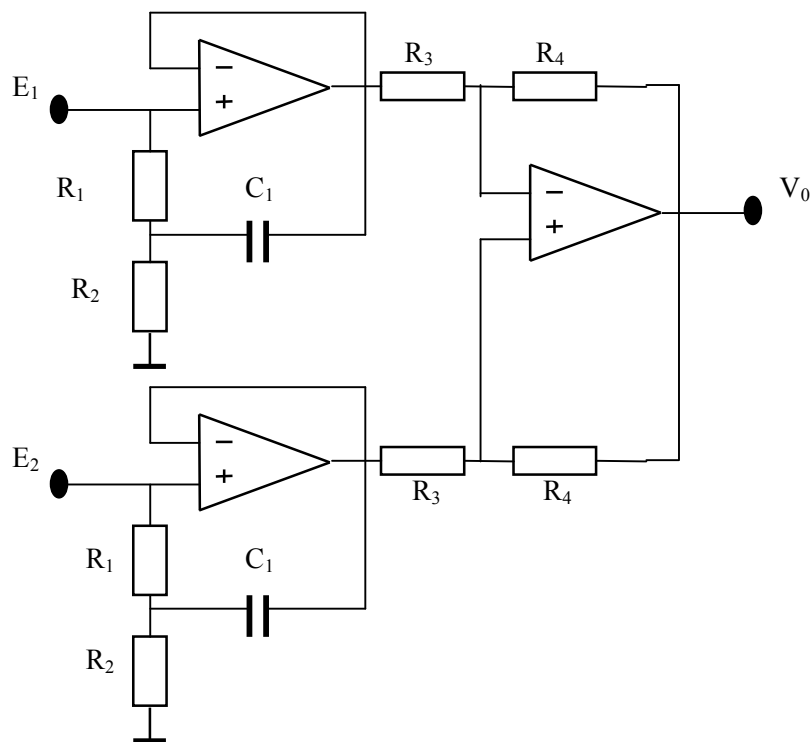


Figura 3.4. Amplificador de dos electrodos.

La estructura del amplificador 'bootstrap' de dos electrodos se muestra en la figura 3.4. La impedancia de entrada para el rango de frecuencias usual en biopotenciales viene dada por:

$$Z_i = R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot s + R_1 + R_2$$

válida para el caso $Z_i \ll Z_{cm}$, donde Z_{cm} es la impedancia de entrada en modo común del amplificador operacional (AO). Para el caso de amplificadores operacionales JFET es válida la aproximación, pero no así para los bipolares.

La estructura genérica del amplificador de tres electrodos se presenta en la siguiente figura.

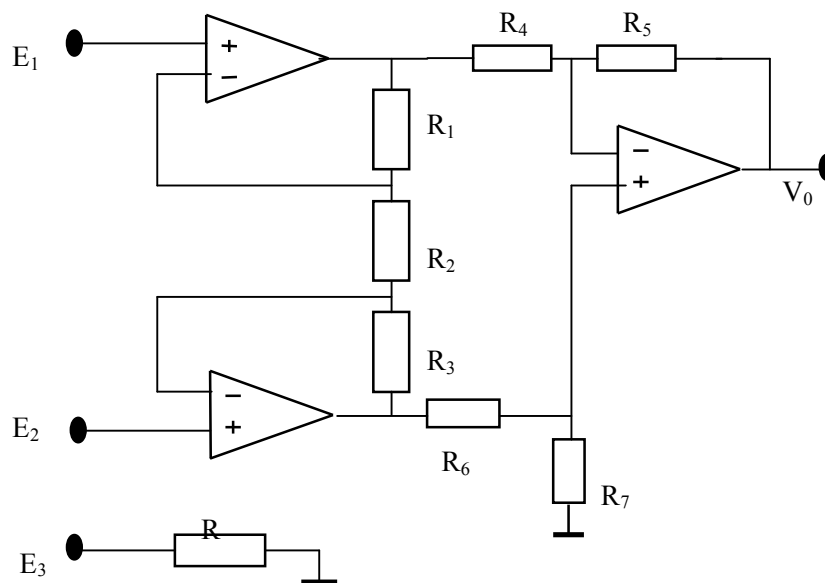


Figura 3.5. Amplificador de tres electrodos.

Otra estructura, utilizada para mejorar el factor de rechazo en modo común (CMRR) del AI en altas frecuencias, y que también se ha aplicado al caso de bioamplificadores es el amplificador compuesto, que consta de un amplificador de instrumentación precedido por una etapa también diferencial de entrada. Su estructura se muestra en la figura 3.6.

El factor de rechazo en modo común (CMRR) se define como el cociente entre la ganancia diferencial, A_d , y la de modo común, A_{CM} . Cuando se requieren ganancias diferenciales grandes ($A_d > 1000$), como suele ser el caso de amplificación de biopotenciales, para obtener un CMRR alto es mejor utilizar una etapa previa al amplificador de instrumentación que utilizar un amplificador no diferencial de igual

ganancia después del mismo. Esto hace que, para obtener el máximo valor de CMRR, deba concentrarse la ganancia en las primeras etapas de amplificación diferencial, asegurando no obstante que no se produce saturación.

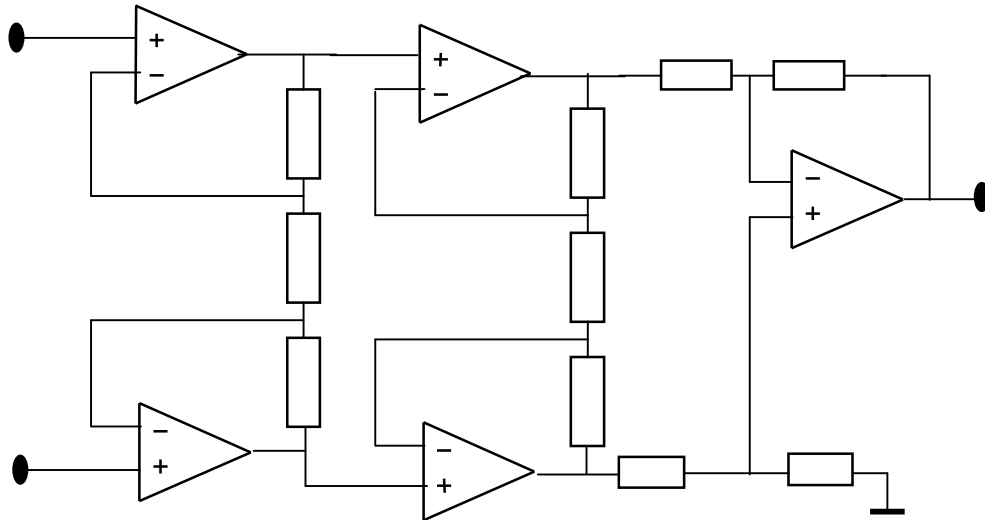


Figura 3.6. Amplificador de instrumentación compuesto.

Si se implementa el amplificador de instrumentación con un circuito monolítico, la utilización de una etapa diferencial previa con dos amplificadores operacionales apareados (preferentemente con encapsulado común) incrementa el CMRR en un factor aproximadamente igual a la ganancia diferencial de dicha etapa previa.

Amplificador de aislamiento

La necesidad de aislar el amplificador de entrada de la referencia común (tierra de red) surge por tres razones fundamentalmente: 1) cuando se debe medir una señal útil (diferencial) superpuesta a señales en modo común importantes; 2) cuando no pueden usarse referencias de tensión comunes; 3) cuando es importante el aislamiento eléctrico por cuestiones de seguridad. El amplificador de aislamiento transmite la señal obtenida de una referencia a otra sin la componente de modo común.

En el campo médico, los amplificadores de aislamiento se utilizan fundamentalmente por razones de seguridad, incorporando una barrera de potencial que limita las corrientes de fugas a través del paciente, permitiendo también la amplificación

de señales diferenciales de muy baja amplitud con señales de modo común superpuestas mucho mayores.

La tensión de aislamiento es la diferencia de potencial entre la referencia de la fuente de entrada y la referencia de salida. La corriente de fuga es la que circula entre los terminales comunes de entrada y salida al aplicarles una determinada tensión. Para este tipo de amplificador, además de la ganancia diferencial (A_d) y de la ganancia en modo común (A_{CM}), aparece otro término debido a la ganancia en modo aislado del amplificador (A_I), lo que introduce además del CMRR usual un segundo factor de rechazo en modo aislado (IMRR), definido como: $IMRR = A_d/A_I$.

La estructura básica se muestra en la siguiente figura. Consta de un amplificador diferencial de entrada, con alimentación flotante, y uno de salida, alimentado a red. La señal se transmite a través del aislamiento existente entre las referencias de ambas alimentaciones. La flotante suele obtenerse a partir de la red mediante la utilización de un convertor DC/DC.

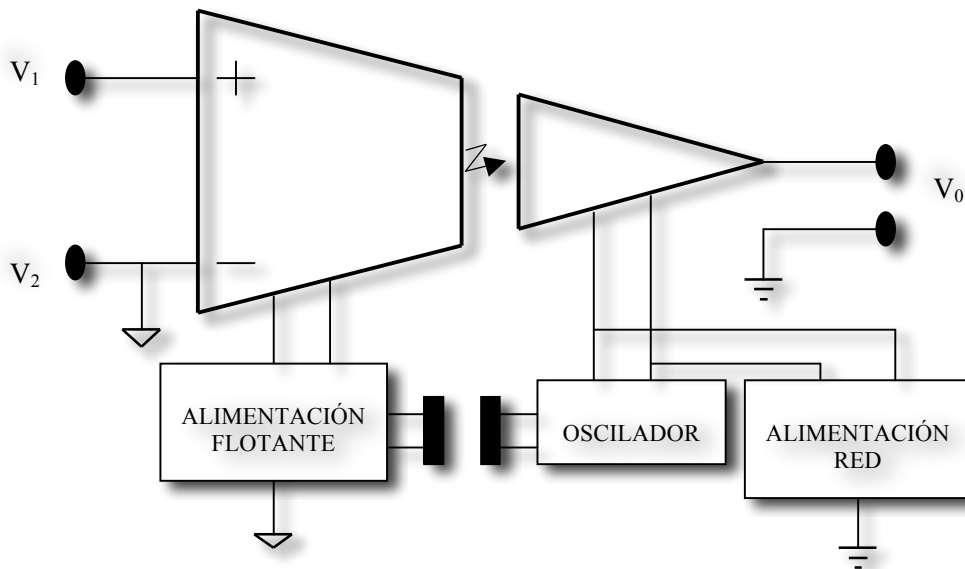


Figura 3.7. Modelo de amplificador de aislamiento.

Al utilizar alimentaciones diferentes, entre las dos referencias existe una impedancia de pérdidas no infinita por la que circula una corriente. Esta impedancia es debida fundamentalmente a la capacidad de acoplamiento del transformador del convertor DC/DC. Para disminuirla, conviene utilizar frecuencias altas en éste (del orden del centenar de kHz). En casos especiales, en los que esta corriente de pérdidas es crítica, como ocurre en medidas sobre pacientes con alta susceptibilidad eléctrica), puede ser necesario utilizar baterías para alimentar la parte aislada.

El acoplamiento de la señal se puede hacer ópticamente, capacitivamente o por transformador. Este último requiere modulación previa y no transmite componente de continua, tiene generalmente menor ancho de banda y presenta mayor linealidad que el óptico.

Filtrado

El potencial de contacto producido en la interfase entre el electrodo y la piel obliga, en algunos casos, a realizar un acoplamiento en alterna que condiciona la frecuencia inferior de corte del amplificador (0.05 Hz para el caso de ECG). La aproximación más inmediata consiste en disponer dos condensadores a la salida de los primeros AO, y antes del diferencial. Esto permite mantener una ganancia razonablemente alta en las primeras etapas y, por tanto, un mejor CMRR de la estructura. El problema reside en la dificultad para mantener iguales las impedancias de las dos ramas del diferencial, debido fundamentalmente a las dispersiones de los valores de las capacidades, generalmente mayores que las de las resistencias, lo que degrada el CMRR.

Otra solución consiste en mantener el acoplo en DC para el AI, y acoplar en AC las siguientes etapas. Esto conlleva limitar la ganancia del AI para evitar su saturación debido a la componente de modo común, con lo cual también se está reduciendo el CMRR del amplificador.

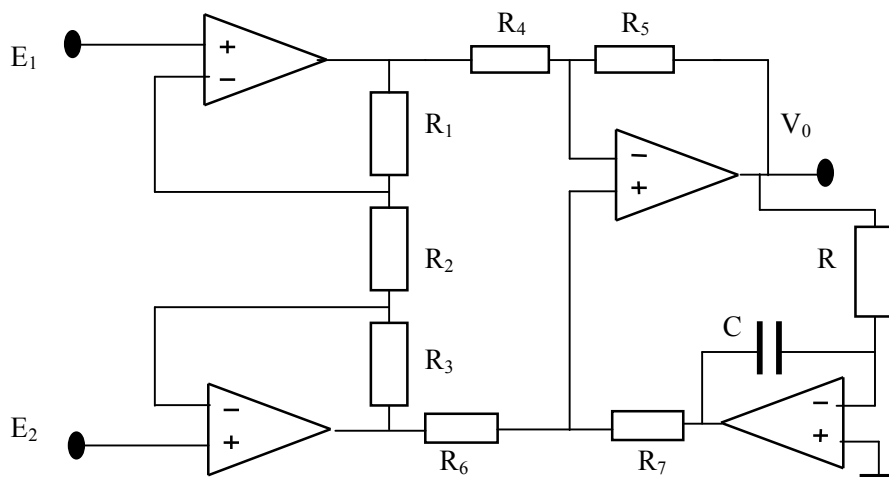


Figura 3.8. Acoplamiento AC con amplificador de instrumentación e integrador.

Una alternativa consiste en utilizar un integrador conectado entre la salida del AI y la referencia (R_7 de la figura 3.8). Respecto a la entrada, el circuito se comporta como un filtro pasa-alto con frecuencia de corte $f_{3dB} = G/2\pi RC$, donde G es la ganancia del amplificador diferencial y RC la constante del integrador. La figura 3.8 muestra la estructura correspondiente al integrador utilizado conjuntamente con el AI.

En algunas ocasiones puede interesar la limitación de la banda pasante del amplificador mediante un filtrado pasa-bajo. En estos casos, pueden disponerse dos resistencias a la entrada de la etapa diferencial y dos condensadores a tierra. No obstante, las dispersiones entre las constantes RC de cada entrada introducen degradación en el CMRR. Para evitar esto, conviene realizar un filtrado diferencial disponiendo un único condensador entre ambas entradas, con lo que la frecuencia superior de corte del amplificador vendrá dada por $f_{3dB} = 1/4\pi R_i C$, siendo R_i y C las resistencias y capacidad de entrada, respectivamente. Dicho filtrado puede realizarse también, en algunos casos, a la entrada del AI.

En algunos sistemas de instrumentación se utiliza filtrado para limitar o modificar la banda de frecuencias bajo estudio. Igualmente, se puede incorporar un filtro elimina-banda para la frecuencia de red de 50 Hz y, cuando se va a realizar conversión analógico-digital, será necesario un filtro analógico "antialiasing".

Protección contra transitorios

Frecuentemente, los amplificadores comentados se utilizan conjuntamente con otros sistemas de instrumentación médica. Es, por ejemplo, el caso de operaciones quirúrgicas, en las que es necesario realizar una monitorización continua del paciente simultáneamente a la utilización de otros aparatos, como electrobisturís o desfibriladores que pueden inducir transitorios de gran amplitud, capaces de dañar los amplificadores. La figura 3.9 muestra un ejemplo de ambos casos.

Para evitar esto, sistemas como monitores cardíacos o electrocardiógrafos (que serán tratados en el tema 9), cuya utilización puede ser conjunta con los dispositivos comentados, deben disponer de circuitos de protección contra transitorios. Estos circuitos son básicamente limitadores de tensión, que aseguran una tensión máxima de salida cuando la tensión de entrada supera ciertos valores, y dejan pasar dicha tensión de entrada cuando está dentro del rango permitido.

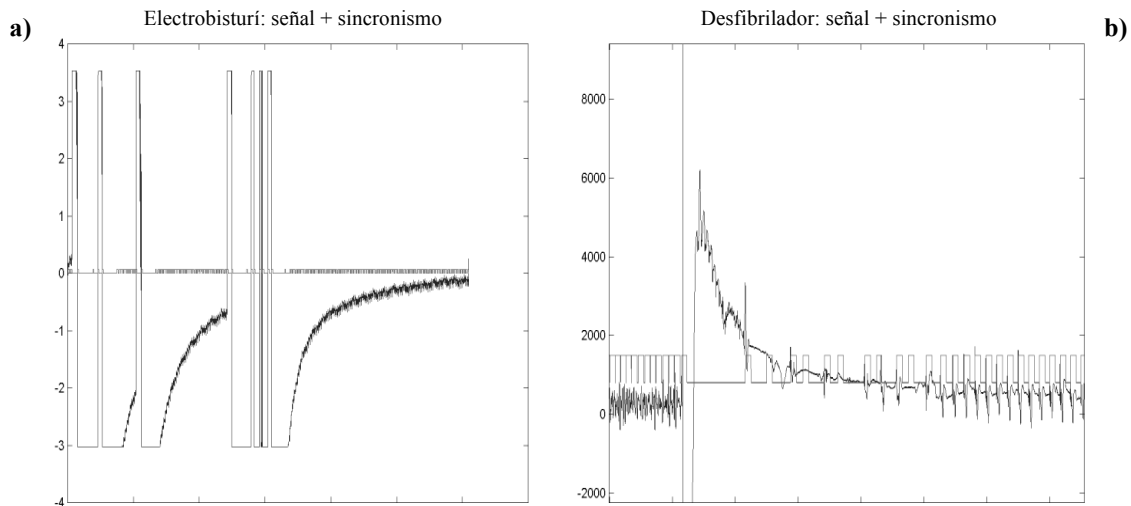


Figura 3.9. Efecto de la utilización de electrobisturí (a) y desfibrilador (b) sobre la señal proporcionada por el amplificador. Puede observarse la gran amplitud del ruido inducido por ambos sobre el registro del ECG.

Existen diversas formas de implementar estos limitadores, dependiendo de la tensión límite que se desee (figura 3.10). Para bajas tensiones, dos diodos conectados en antiparalelo aseguran una tensión máxima a la entrada del amplificador del orden de 600 mV. Aunque se trata de un circuito simple, presenta como desventaja una característica de paso a conducción no muy abrupta y, en caso de desear tensiones límite mayores, la utilización de varios diodos en serie en cada rama incrementa la resistencia tanto en corte como en conducción.

Para tensiones medias de limitación (del orden de voltios a decenas de voltios), puede utilizarse diodos zener conectados en serie como indica la siguiente figura. Con esta disposición, la tensión límite es aproximadamente la nominal del zener inversamente polarizado más la de un diodo correspondiente al zener directamente polarizado.

Por último, cuando se requieren mayores tensiones límite, se puede utilizar un tubo de descarga de gas. Estos dispositivos se comportan como un circuito abierto hasta que se alcanza entre sus terminales la tensión de ruptura del gas, momento en que se produce la descarga obteniéndose una tensión mucho menor. Las tensiones de ruptura están en el rango de 50 a 90V, usualmente mucho mayores que las tensiones máximas soportadas por los amplificadores, por lo que debe colocarse una resistencia entre el limitador y la entrada del amplificador para limitar la corriente. Un tipo de dispositivos de descarga frecuentemente usado en instrumentación médica son las lámparas de neón miniatura, que presentan una impedancia muy alta antes de la descarga y tienen muy bajo coste.

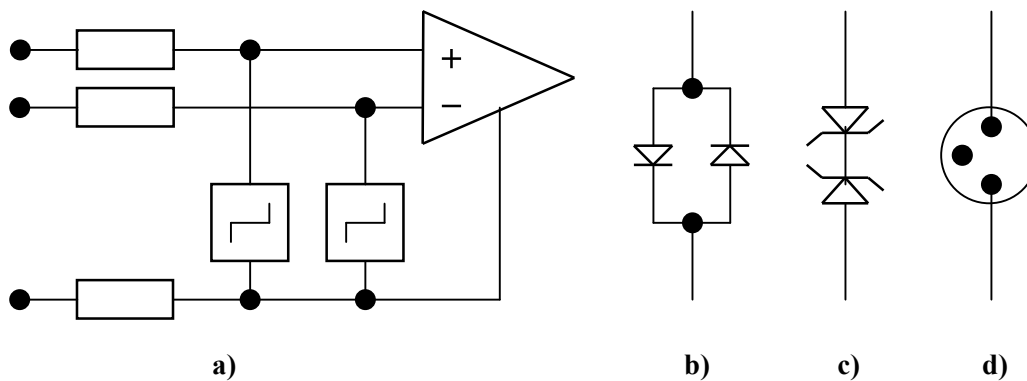


Figura 3.10. Diagrama de conexionado de los limitadores a la entrada del amplificador (a) y tipos: diodos (b), zenners (c) y lámpara de descarga (d).

3.4. Caracterización del ruido

Podemos definir el ruido como toda señal no deseada superpuesta a la señal útil que queremos obtener. La casuística es, por tanto, muy variada, y la caracterización del ruido a eliminar depende en gran medida del tipo de bioseñal que deseemos obtener.

Como ejemplo, vamos a centrarnos en el caso de amplificación de biopotenciales, obtenidos mediante captación no invasiva (en superficie de la piel), ya que es un método usual en la práctica clínica e implica mayores problemas desde el punto de vista de su amplificación que las señales obtenidas por vía subcutánea. Los sensores utilizados son electrodos, que efectúan la necesaria transducción entre los potenciales iónicos y eléctricos.

La figura 3.11 muestra las diferentes fuentes de interferencia y formas de acoplamiento de las mismas para el caso particular de obtención de ECG de superficie. Podemos clasificar estas fuentes en dos grupos: internas y externas al sistema de medida.

FUENTES DE INTERFERENCIA EXTERNAS

En este grupo estarían incluidas aquellas interferencias que no procedan directamente del cuerpo humano ni del propio equipo de medida. Los modos de acoplamiento son de cuatro tipos:

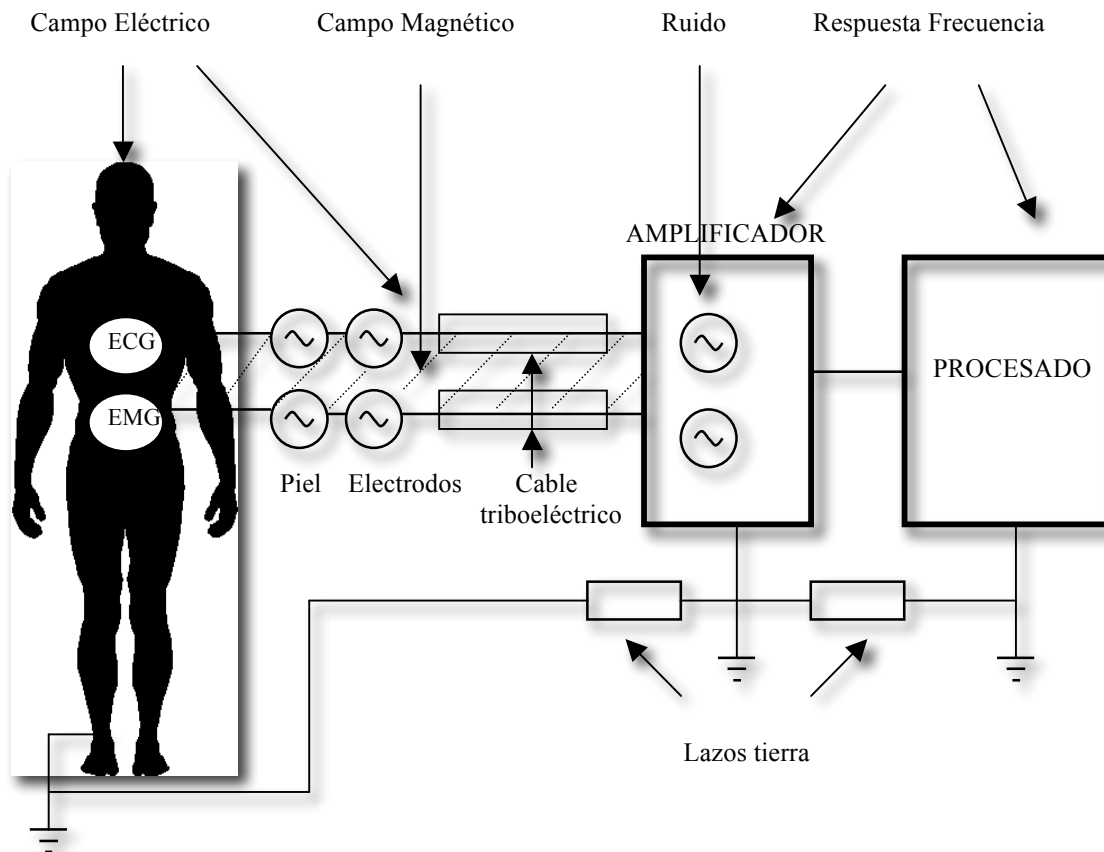


Figura 3.11. Fuentes de interferencia y modos de acoplamiento en la adquisición de ECG.

- Resistivo: aparece al utilizar impedancias comunes (por ejemplo, el terminal de tierra para retorno de corrientes de fugas), por lo que se producen diferencias de potencial entre referencias.
- Capacitivo: las interferencias se transmiten a través de la capacidad existente entre los conductores del sistema y de la fuente de interferencias.
- Inductivo: las interferencias se producen debido a las inductancias mutuas que existen entre el sistema y la fuente de interferencias, por la que circula una corriente que crea un campo magnético.
- Radiación electromagnética: equivalente a los acoplamientos capacitivo e inductivo generados por campos electromagnéticos cuando la distancia de acoplamiento entre la fuente y el sistema es del orden de $\lambda/2\pi$ o superior, donde

λ es la longitud de onda. No obstante, para bajas frecuencias la distancia de transición a partir de la cual se debe tener en cuenta este tipo de acoplamiento es superior a los centenares de metros, por lo que se considera fundamentalmente los acoplamientos capacitivo e inductivo separadamente.

Interferencia de la red

Esta interferencia puede dividirse en dos componentes (eléctrica y magnética). El campo magnético induce una tensión al atravesar el lazo creado por los cables, el paciente y el amplificador, que es proporcional a la intensidad del campo y al área encerrada.

El campo eléctrico induce una corriente de desplazamiento a través de la capacidad existente entre el paciente y la línea de distribución de red que provoca una caída de tensión entre los electrodos. Induce también otra corriente de desplazamiento a través de la capacidad entre los cables y la red que provoca una caída de tensión en la impedancia electrodo-piel. Por último, estas corrientes provocan una diferencia de potencial entre el paciente y tierra que corresponde generalmente a una señal en modo común a la entrada del amplificador, pero que debido a desigualdades entre las impedancias de los electrodos puede convertirse en parte en señal diferencial.

Electricidad estática

La electricidad estática puede causar interferencias de forma similar a la red. Este ruido triboeléctrico está causado por el movimiento del paciente o del personal sanitario cercano debido a la fricción, y puede producir corrientes que atraviesan al paciente y los electrodos, provocando caídas de tensión que pueden ser importantes si las impedancias de éstos son altas.

Interferencia de radiofrecuencia.

Los equipos electromédicos en el entorno del paciente son los principales responsables de interferencias de RF en el caso de bioamplificadores. En particular, el electrobisturí, utilizado para cortar y coagular durante las intervenciones quirúrgicas, produce interferencias en el intervalo de 100 kHz a 5 MHz, que aparecen moduladas por la frecuencia de red e invalidan el funcionamiento de los monitores de ECG .

FUENTES DE INTERFERENCIA INTERNAS.

Otras señales y sistemas fisiológicos.

Durante la captación de un biopotencial determinado, la aparición de otras bioseñales pueden considerarse interferencias. Ejemplos de ello son la presencia de la

actividad eléctrica muscular (Electromiograma -EMG-) en los registros del ECG y del Electroencefalograma (EEG), que depende en gran medida del posicionamiento de los electrodos, y el ECG materno en estudios sobre el ECG fetal.

Artefactos debidos al movimiento.

Otra fuente de señales no deseadas o artefactos es el potencial que aparece a través de la barrera constituida por la piel. Esta presenta una impedancia típica de $50 \text{ k}\Omega/\text{cm}^2$, y un potencial de 30 mV. Cuando se deforma por presión o movimiento, dicho potencial varía, y esta variación aparece como un artefacto debido al movimiento. Otro artefacto del mismo tipo aparece al variar la geometría de la interfase entre el metal, el gel electrolítico y la piel con el movimiento.

El ruido triboeléctrico se genera por fricción y deformación del aislamiento de los cables, actuando como un transductor de movimiento piezoeléctrico.

Ruido del amplificador.

Las fuentes intrínsecas de ruido, generadas por el propio circuito independientemente de las interferencias externas ya comentadas, son:

- Ruido térmico o de Johnson: generado por una resistencia debido al movimiento térmico de electrones en su interior. El valor rms de la tensión de ruido es $v_n = [4KBTR]^{1/2}$, siendo K la constante de Boltzmann, T la temperatura absoluta, B el ancho de banda del ruido (Hz) y R la resistencia. Es independiente de la tecnología de fabricación y presenta una distribución espectral uniforme.
- Ruido 'shot': Está asociado a la corriente que fluye a través de una unión semiconductor, y a las fluctuaciones de ésta alrededor de su valor medio. El valor rms de la corriente de ruido es $i_n = [2 \cdot q \cdot I_{DC} \cdot B]^{1/2}$, donde q es la carga del electrón, I_{DC} es la corriente continua (A) y B el ancho de banda del ruido (Hz). Presenta, al igual que el anterior, un espectro típico de ruido blanco.
- Ruido 1/f (o Flicker, o ruido de contacto): Causado por la fluctuación de conductividad debido a un contacto imperfecto entre dos materiales, es proporcional al valor de la corriente. Está presente en cualquier dispositivo que contenga algún tipo de contactos, desde relés a dispositivos semiconductores y resistencias. Debido a su característica frecuencial, es la fuente de ruido más importante para bajas frecuencias.

- Ruido '*popcorn*': está causado por defectos en el proceso de fabricación de los dispositivos, generalmente impurezas metálicas en las uniones de dispositivos semiconductores.

En un amplificador, constituido por elementos pasivos, que aportan ruido térmico, y activos, que aportan además de ruido térmico corrientes de ruido que dan origen a tensiones de ruido al circular por las resistencias, podemos caracterizar el ruido de dicho amplificador según:

- Tensión de ruido eficaz equivalente con la entrada en cortocircuito. Se suele expresar en $nV/Hz^{1/2}$ para una frecuencia determinada. Su valor crece para bajas frecuencias debido al ruido $1/f$. El punto donde se cruzan el ruido de baja frecuencia con el ruido térmico se denomina esquina de frecuencia. En amplificadores con transistores bipolares se debe fundamentalmente al ruido térmico de la resistencia de base y al ruido '*shot*' de la corriente de colector. En amplificadores con entrada FET está dominado por el ruido térmico de la resistencia del canal, y es mayor que en el caso bipolar. Su esquina de frecuencia también es mayor que en el primer caso.

- Corriente de ruido eficaz equivalente en circuito abierto indica el ruido presente a la entrada debido a corrientes. Se suele expresar en $pA/Hz^{1/2}$. En amplificadores bipolares se debe al ruido '*shot*' de la corriente de base y al ruido $1/f$ de r_{bb} . En los amplificadores de entrada FET se debe a las corrientes de puerta. No obstante, como ésta es mucho menor que la de un bipolar, la corriente de ruido es mucho menor en los FET.

La tensión de ruido total equivalente a la entrada es el parámetro que combina los efectos de V_n , I_n y el ruido térmico generado por la resistencia de la fuente, R_S , suponiendo que no existe correlación entre las diferentes fuentes de ruido. Viene dado por:

$$V_{nt} = \{ 4 \cdot K \cdot T \cdot B \cdot R_S + V_n^2 + (I_n \cdot R_S)^2 \}^{1/2}$$

Para minimizar esta tensión de ruido, V_n , I_n y la resistencia de la fuente R_S deben ser lo menor posible, aunque generalmente esta última no es modificable por el diseñador. No obstante, existe un mínimo en la razón entre el ruido del dispositivo y el térmico de la fuente, que se da para el caso $R_S = V_n / I_n$.

En el caso de los amplificadores de instrumentación, el ruido a la salida tiene dos componentes: una debida a la etapa de entrada, e_{ni} , y otra a la de salida, e_{no} . La tensión de ruido referida a la entrada vendrá dada por:

$$e_{n|RI} = e_{ni} + e_{no}/G$$

donde G es la ganancia del amplificador.

La optimización del diseño del amplificador se basa en:

- Elección de la tecnología más adecuada, lo que determina la tensión y corriente de ruido. Cuando R_S sea pequeña, el efecto de la corriente de ruido no es significativa, por lo que es preferible la bipolar por presentar menor tensión de ruido. En caso de diseño para bajas frecuencias, existen tecnologías alternativas que utilizan transistores superbeta para reducir las corrientes de ruido y JFET para mejorar el rango dinámico y la estabilidad, que presentan una esquina de frecuencia menor que los bipolares con una V_n similar. Cuando R_S aumenta, la corriente de ruido pasa a ser predominante, por lo que habría que elegir una tecnología biFET o CMOS.
- Ruido en las resistencias de realimentación, que fijan la ganancia del amplificador y que generan ruido térmico más tensión de ruido al ser atravesadas por la corriente de ruido del amplificador. Conviene tomarlas pequeñas, de modo que su contribución sea menor que el ruido procedente de otras fuentes, y en función de la R_S y de la tecnología utilizada (para la bipolar, en la que la I_n puede ser importante, la tensión de ruido que producen es significativa).
- Ancho de banda del ruido. La tensión de ruido aumenta con el ancho de banda del amplificador, por lo que siempre que sea posible deberá reducirse el mismo, limitándolo al ancho de banda de la señal útil.

3.5. Técnicas de eliminación de interferencias

En esta sección se comentarán algunas técnicas utilizadas en la eliminación de interferencias para la obtención de biopotenciales, y en particular para el caso del ECG. Comenzaremos con las relacionadas con los factores externos al amplificador (electrodos, cables, etc) y terminaremos con las modificaciones de los circuitos del mismo para mejorar su rechazo a la señal de modo común.

- La localización de los electrodos es un factor importante en la cantidad de ruido superpuesto, especialmente en algunos estudios como pueden ser las pruebas de esfuerzo, en los que hay una gran componente de EMG. En estos casos, se recomienda colocar los electrodos en zonas con baja masa muscular para minimizar el ruido.

- Respecto a los artefactos debidos al movimiento, el efecto de la interfase entre el electrodo y la piel puede minimizarse utilizando geles y realizando una ligera abrasión o punción de la piel para reducir la impedancia que presenta la capa más externa de la misma.
- El ruido triboeléctrico generado por el movimiento del cable puede reducirse utilizando un amplificador de ganancia unidad conectado directamente al electrodo, de manera que el cable está conducido por una fuente de baja impedancia (electrodo activo).
- Respecto a la interferencia de red, su componente magnética es proporcional al área encerrada por los cables de los electodos, el amplificador y el paciente, además de la intensidad del campo. Deberá, pues, alejarse al paciente y al sistema de la proximidad de la fuente (disminución de la intensidad del campo), y reducirse el área trenzando o disponiendo paralelos y juntos los cables.

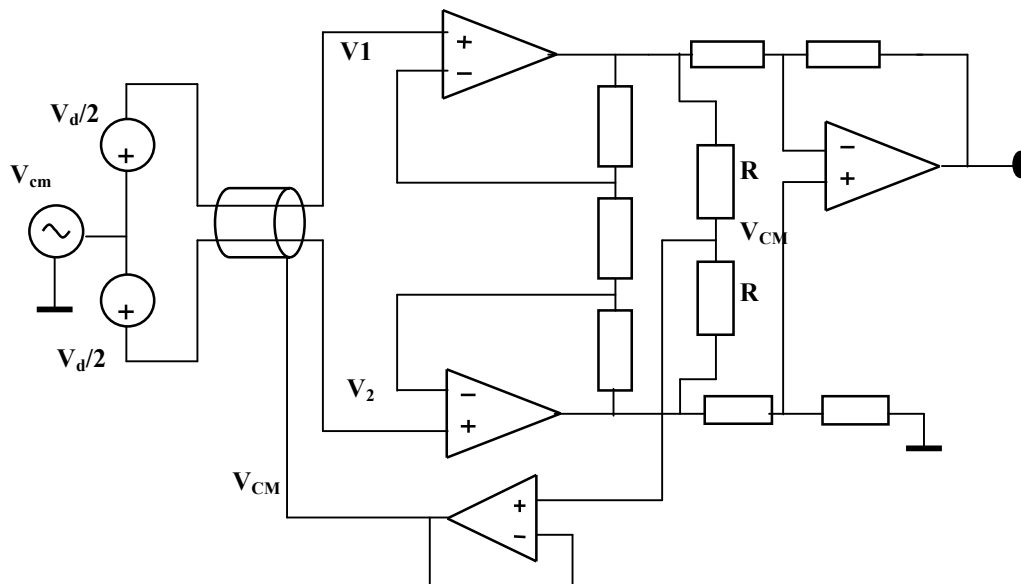


Figura 3.12. Amplificador de instrumentación con malla activa.

- Otra solución frecuentemente adoptada es utilizar cable apantallado para conectar los electodos con el amplificador. No obstante, la capacidad distribuida del mismo produce una degradación en la Z_{in} y el CMRR del amplificador debido a la diferencia existente entre las constantes $R_{S1}C_1$ y $R_{S2}C_2$, correspondientes a las resistencias de los electodos y fuente y a las capacidades de cada cable. En este caso, la presencia de una tensión de modo común produce una tensión diferencial a la entrada del amplificador incluso en ausencia de señal diferencial en la fuente. El CMRR resultante, suponiendo el AI ideal ($CMRR_{AI} = \infty$) viene dado por:

$$\text{CMRR} = 20 \log_{10} \frac{1}{2\pi f R_d C_{cm}}$$

donde f es la frecuencia de la señal de modo común, R_d es la diferencia de las resistencias y C_{CM} es la capacidad de modo común a la frecuencia f entre cada cable y la referencia del apantallamiento. El efecto de C_{CM} puede neutralizarse conduciendo la pantalla con la tensión en modo común para hacer cero la tensión aplicada sobre la capacidad (malla activa). La figura 3.12 muestra un circuito para implementar esta técnica.

El mismo razonamiento puede extenderse al diseño de PCBs mediante anillos de guarda que aíslen las líneas de entrada del circuito impreso, las cuales presentan elevada impedancia, de otras que pueden inducir ruido, como las de alimentación.

- Otra técnica que permite la reducción de ruido es el denominado promediado espacial, utilizado dentro del campo de la Electrocardiografía de Alta Resolución para la obtención de los postpotenciales del QRS pulso a pulso, entre otros casos. Consiste en la utilización de N amplificadores iguales dispuestos en paralelo cuya salida se promedia. Los generadores de tensión de ruido están dispuestos también en paralelo y son independientes entre sí, por lo que éste se reduce en un factor $N^{1/2}$. La corriente de ruido también crece en el mismo factor, pero no es importante si no se utilizan resistencias elevadas. El promediado espacial está limitado por la localización de los electrodos de entrada, que no pueden disponerse muy separados unos de otros para poder considerar invariante la señal captada por cada canal. El número máximo de canales suele limitarse a 16.
- Las interferencias de RF, generadas fundamentalmente por electrobisturís, son rectificadas y convertidas en señales de baja frecuencia dentro del amplificador. Para minimizarlas se suelen implementar diversas técnicas como son la inclusión de filtros de RF en serie con las entradas del amplificador, apantallamiento de los cables, puestas a tierra en un único punto y utilización de filtros elimina-banda de la frecuencia de red. No obstante, la eliminación final suele pasar por un filtrado adaptativo de la señal.
- Otros factores que también influyen en un diseño de bajo ruido son la correcta elección de las tomas de tierra, que para el caso de baja frecuencia, como es el que nos ocupa, debe realizarse en un único punto para evitar diferencias de potencial entre referencias, el diseño de la placa de circuito impreso, el cableado y el apantallamiento de las etapas de entrada del amplificador, que deberá conectarse a la referencia del mismo para ser efectivo.

Para estudiar las técnicas de reducción de la señal de modo común transmitida por el amplificador, nos basaremos en un análisis de las formas en que la señal en modo común superpuesta a la señal útil se transforma en diferencial.

En un amplificador de instrumentación, la capacidad de eliminación de la señal de entrada en modo común (la misma en las dos entradas del amplificador) se representa en términos de su factor de rechazo en modo común ($CMRR=A_d/A_{CM}$). Debido a que el amplificador no es ideal, el CMRR nunca es infinito, por lo que siempre existe una cierta ganancia en modo común (A_{CM}) que produce una salida distinta de cero para señal de entrada en modo común. Esto puede interpretarse como que dicha salida está provocada por una fracción de la señal de modo común que el amplificador toma como diferencial.

Otro mecanismo por el cual una señal de modo común se convierte en diferencial a la entrada del amplificador es la diferencia entre impedancias de los electrodos. Para analizar este efecto, consideremos el modelo simplificado de la figura 3.13, correspondiente a un amplificador aislado. En este caso, V_{CM} es la tensión en modo común inducida sobre el paciente respecto de la tierra aislada de entrada al amplificador, y V_T la misma tensión respecto de la tierra no aislada. Z_{e1} y Z_{e2} son las correspondientes impedancias de los electrodos y Z_{CM} la impedancia en modo común a la entrada del amplificador. Por último, Z_A es la impedancia de aislamiento y V_{i1} y V_{i2} las correspondientes tensiones de entrada al amplificador debido exclusivamente a la componente de modo común.

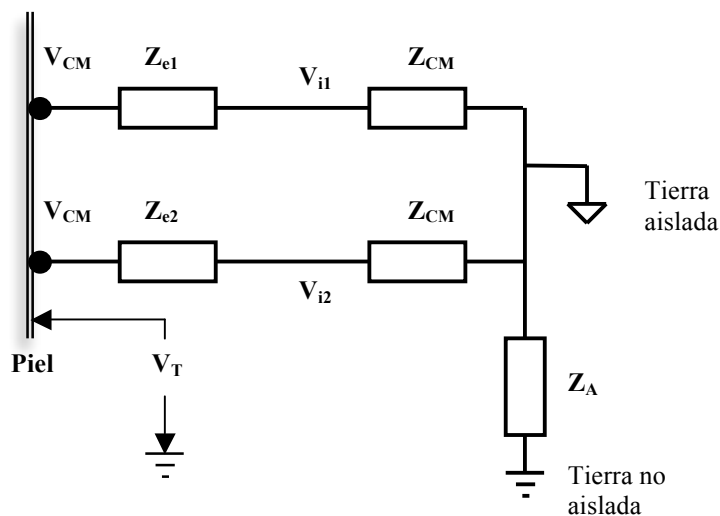


Figura 3.13. Modelo de tensión en modo común para amplificadores aislados.

Si Z_{e1} y Z_{e2} no son iguales, los valores de V_{i1} y V_{i2} serán:

$$V_{i1} = V_{CM} \cdot Z_{CM} / (Z_{CM} + Z_{e1})$$

$$V_{i2} = V_{CM} \cdot Z_{CM} / (Z_{CM} + Z_{e2})$$

Por tanto, la tensión diferencial presente a la entrada del amplificador por este motivo vendrá dada por:

$$V_{i1} - V_{i2} = V_{CM} \cdot Z_{CM} \cdot (Z_{e2} - Z_{e1}) / [(Z_{CM} + Z_{e1}) \cdot (Z_{CM} + Z_{e2})]$$

Si tenemos en cuenta que las impedancias de los electrodos son del orden de 10^3 - $10^4 \Omega$, mientras que Z_{CM} es generalmente superior a $10^6 \Omega$, podemos considerar Z_{e1} y $Z_{e2} \ll Z_{CM}$ y aproximar a:

$$V_{i1} - V_{i2} \approx V_{CM} \cdot (Z_{e2} - Z_{e1}) / Z_{CM}$$

Los dos factores que producen una salida del amplificador con entrada exclusivamente en modo común son, por tanto, el CMRR no infinito del amplificador y la diferencia de impedancias de los electrodos. Podemos combinarlas en una expresión que represente la señal diferencial equivalente a la entrada a partir de señal en modo común:

$$V_{i1} - V_{i2} = V_{CM} \cdot [1/CMRR + (Z_{e2} - Z_{e1})/Z_{CM}]$$

Si expresamos V_{CM} en términos de la tensión de modo común respecto de la tierra no aislada (V_T) y de la impedancia de aislamiento (Z_A), y teniendo en cuenta que Z_A es generalmente superior a $10^{10} \Omega$, podemos considerar $Z_{CM} \ll Z_A$ y aproximar a:

A partir de esta expresión, y asumiendo que la diferencia de impedancias de los electrodos puede minimizarse utilizándolos del mismo tipo pero nunca anularse, podemos plantear varias opciones para reducir la interferencia debida a modo común:

1. Incrementar el CMRR efectivo del amplificador.
2. Reducir V_{CM} . Esta segunda aproximación puede hacerse:
 - a) Incrementando el aislamiento del amplificador (aumentar Z_A mediante la utilización de amplificador de aislamiento).

$$V_{i1} - V_{i2} \approx [V_T Z_{CM} / Z_A] \cdot [1/CMRR + (Z_{e2} - Z_{e1}) / Z_{CM}]$$

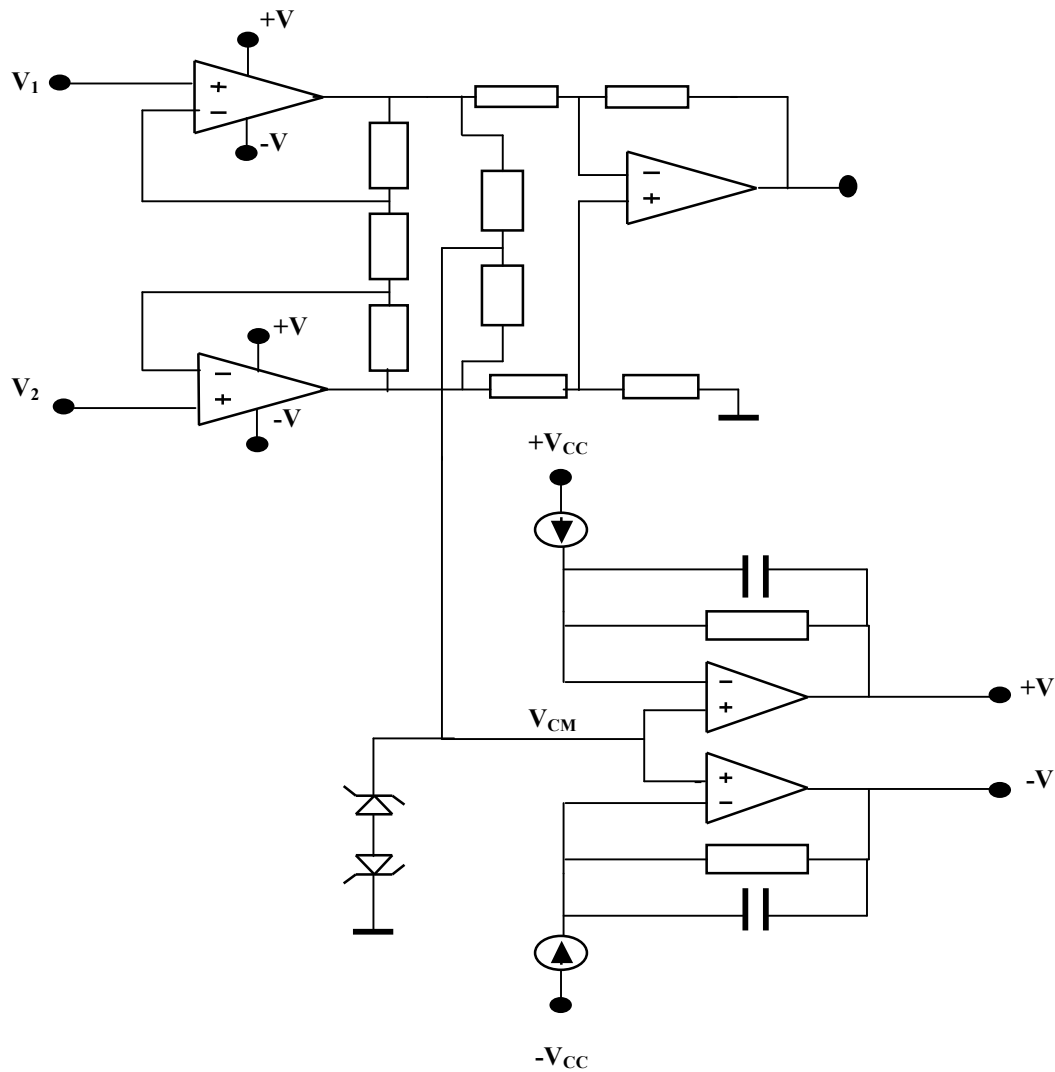


Figura 3.14. Amplificador con fuente de alimentación conducida por la señal en modo común.

- b) Conduciendo la tensión de la referencia del amplificador aislado a la tensión del paciente. Para ello se utiliza una fuente de alimentación de la primera etapa que esté referida a la tensión en modo común de entrada. De este modo, las tensiones de ambas entradas del amplificador siguen V_{CM} , por lo que la tensión efectiva que se transmite presenta una componente en modo común idealmente nula. En la figura 3.14 se muestra una implementación de este circuito. Las salidas de los operacionales que proporcionan la alimentación de la etapa de entrada deben poder proporcionar la tensión en modo común más la de

alimentación. Por otra parte, la obtención de la señal en modo común a la salida de la primera etapa, señal que se obtiene para controlar la tensión de alimentación de la misma, puede producir problemas si los operacionales de entrada se saturan. Los diodos zenner limitan el rango de tensión de entrada en modo común .

- c) Utilizando un tercer electrodo para igualar la tensión entre paciente y amplificador, proporcionando así un camino de baja impedancia para las corrientes de desplazamiento que producen la interferencia. No obstante, por motivos de seguridad, este electrodo no puede conectarse directamente a tierra. Para reducir su impedancia efectiva se puede utilizar realimentación activa. Consiste en inyectar al paciente una cierta corriente de valor limitado proporcional al nivel de señal de modo común presente en el amplificador. La impedancia efectiva del electrodo se ve reducida por la ganancia del amplificador de realimentación. La figura 3.15 muestra la estructura del AI utilizando realimentación activa.

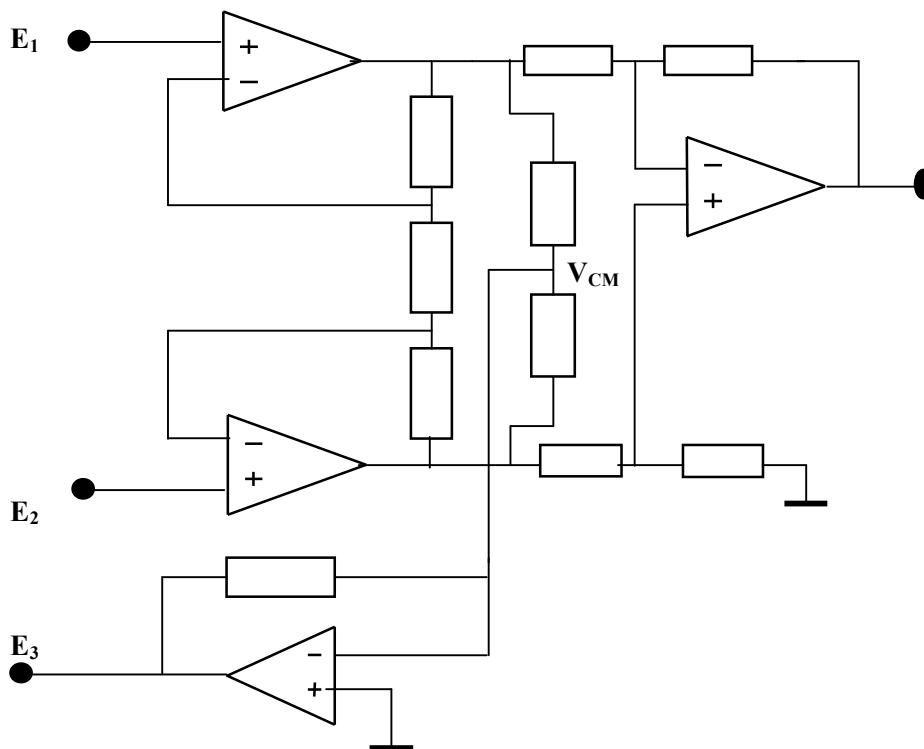


Figura 3.15. Reducción de la impedancia efectiva del tercer electrodo mediante realimentación activa.

3.6. Sistemas de biotelemedría

La biotelemedría permite monitorizar biopotenciales u otras bioseñales sin necesidad de utilizar cables de conexión entre el sujeto y el sistema de instrumentación. Esto permite obtener datos perturbando mínimamente su actividad normal, a la vez que proporciona un método eficiente de aislamiento con la red de alimentación.

Esta técnica se ha utilizado, entre otras aplicaciones, para monitorización de individuos en medios extremos (astronautas, submarinistas, etc.), deportistas en pruebas de esfuerzo, técnicas especiales internas (medida del pH, presión y temperatura del tracto gastrointestinal empleando radiosondas), estudios de larga duración y aislamiento de pacientes con alta susceptibilidad eléctrica.

Un sistema de biotelemedría está constituido por un emisor y un receptor, que pueden utilizar diferentes tipos de energía (radiofrecuencia, luz, ultrasonidos, etc.) y diferentes medios o canales (agua, aire, vacío, etc.) para transmitir la información. Al medio o canal se le suma ruido, entendiéndose por tal toda señal no deseada presente en el receptor y que no es posible eliminar por completo, limitando el alcance del sistema de telemedría. El emisor, alimentado por baterías e incorporado al sujeto, contiene el transductor, el amplificador, en algunos casos puede incluir algún procesamiento básico (filtrado, etc.), el multiplexor y el transmisor final. El receptor, generalmente alimentado mediante la fuente de red ya que no implica ninguna conexión directa con el sujeto, comprende la etapa receptora, el demultiplexor y eventualmente puede incluir amplificación o filtrado adicionales. El diagrama básico de un sistema de biotelemedría se puede ver en la figura 3.16.

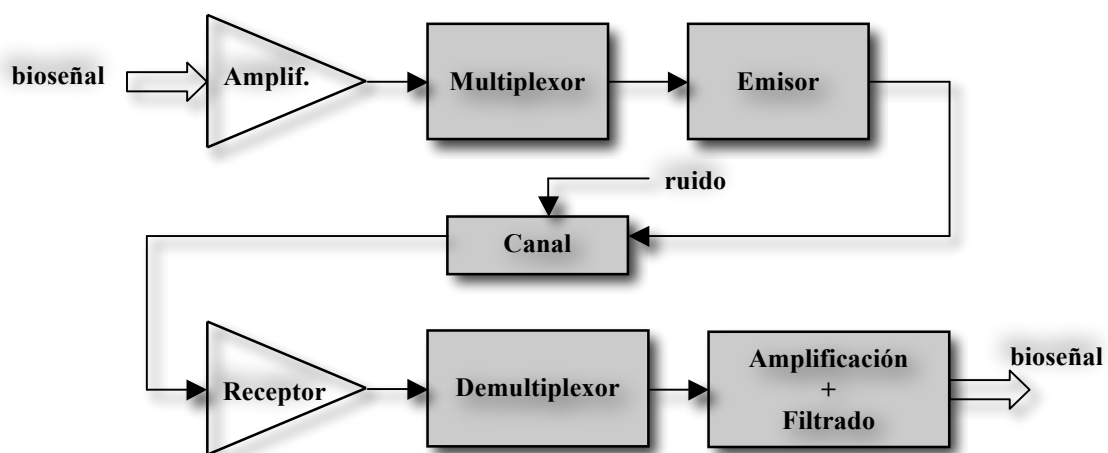


Figura 3.16. Sistema básico de biotelemedría.

La autonomía del sistema de telemetría depende directamente de la capacidad de las baterías del transmisor, y está en relación inversa con el consumo, que a su vez depende de la potencia emitida, y por tanto del alcance. Otros factores importantes en este tipo de sistemas es el tamaño y el peso del emisor.

De las distintas combinaciones correspondientes a tipos de energía y canales de transmisión posibles, estudiaremos el sistema más utilizado de telemetría, que corresponde a transmisión por radiofrecuencia y cuyo canal de transmisión es el aire. Los diagramas genéricos del emisor y receptor para este caso se muestran en la figura 3.17.

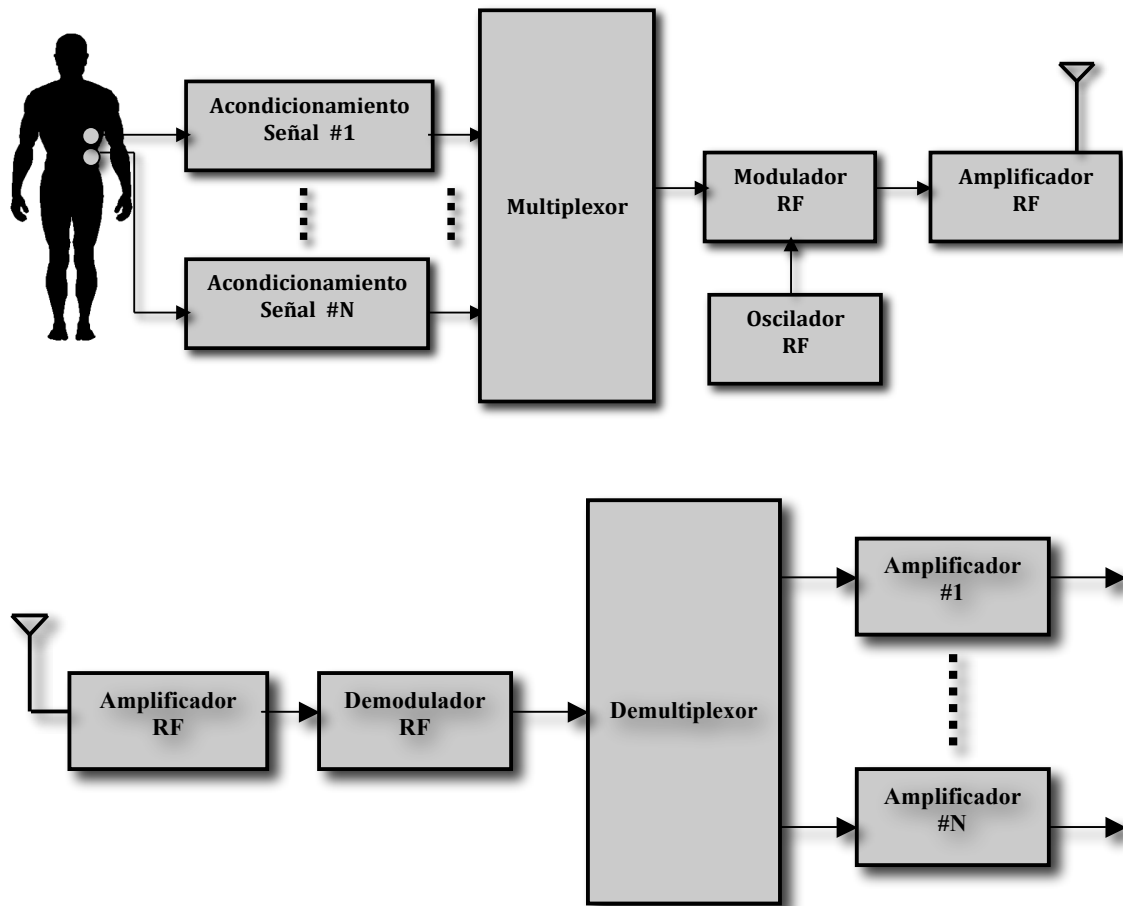


Fig.3.17. Diagrama del emisor y receptor de telemetría.

El bloque de acondicionamiento de señal incluiría el transductor (que según el tipo puede requerir una alimentación), el amplificador y, en ocasiones, un procesador, que realiza generalmente funciones simples (fundamentalmente filtrado), dejando funciones más complejas (y también de mayor consumo) para el receptor.

El multiplexor permite la emisión de múltiples señales por un solo canal de transmisión. Es imprescindible, por tanto, cuando se implementan sistemas de telemetría multicanal para la monitorización simultánea de varios canales de datos fisiológicos, ya que las variables fisiológicas suelen presentar espectros solapados.

El modulador de RF incrementa la eficacia de la emisión, relacionada con la longitud de la antena. Puesto que ésta es usualmente pequeña, se necesita una frecuencia de emisión elevada. La señal de salida del multiplexor se utiliza para modular la portadora generada por el oscilador, en cualquiera de las técnicas usuales, aunque suele utilizarse FM por su mayor inmunidad al ruido. Esta señal es posteriormente amplificada y radiada. Por último, en el receptor se invierten los pasos de procesado realizados en el emisor.

Una desventaja de los sistemas de biotelemetría por RF es la posibilidad de interferencia mutua en un radio relativamente grande. Esto, unido a la limitación de disponibilidad de suficientes frecuencias para uso clínico, ha propiciado la utilización alternativa en determinadas aplicaciones de sistemas basados en luz infrarroja como portadora. Como ventajas de este tipo de sistemas, podemos destacar:

- La luz infrarroja se emite a una frecuencia del orden de 315 THz, lo que implica una longitud de onda muy pequeña (por tanto, cualquier obstáculo situado entre emisor y receptor impide la transmisión, excepto el cristal). Esto permite utilizar varios sistemas trabajando a la misma frecuencia portadora sin interferencia mutua en habitaciones diferentes.
- Mayor simplicidad de los emisores (diodos IR) frente a los de RF.
- Mayor ancho de banda (≈ 1 MHz), propiciando la transmisión de un mayor número de canales por sistema.

Como desventajas, podemos apuntar:

- Bajo rendimiento de los emisores infrarrojos, que puede compensarse empleando técnicas de modulación más eficaces (PPM, PCM, etc.).
- Baja selectividad de los receptores IR, lo que impide que puedan separar eficazmente las señales de distintos emisores. Se suele, en estos casos, hacer un reparto de tiempo entre todos ellos.

Sistemas multicanal

La necesidad de utilizar sistemas de telemetría multicanal responde a dos circunstancias:

- Necesidad de mantener varios emisores funcionando en paralelo (para monitorización de más de un sujeto).
- Necesidad de adquirir varias señales en un emisor determinado para transmitir más variables biológicas de un mismo sujeto.

Para ello, es necesario disponer de funciones de multiplexado-demultiplexado en emisor y receptor, respectivamente. Se utilizan fundamentalmente dos esquemas: multiplexado por división en frecuencia y por división en tiempo.

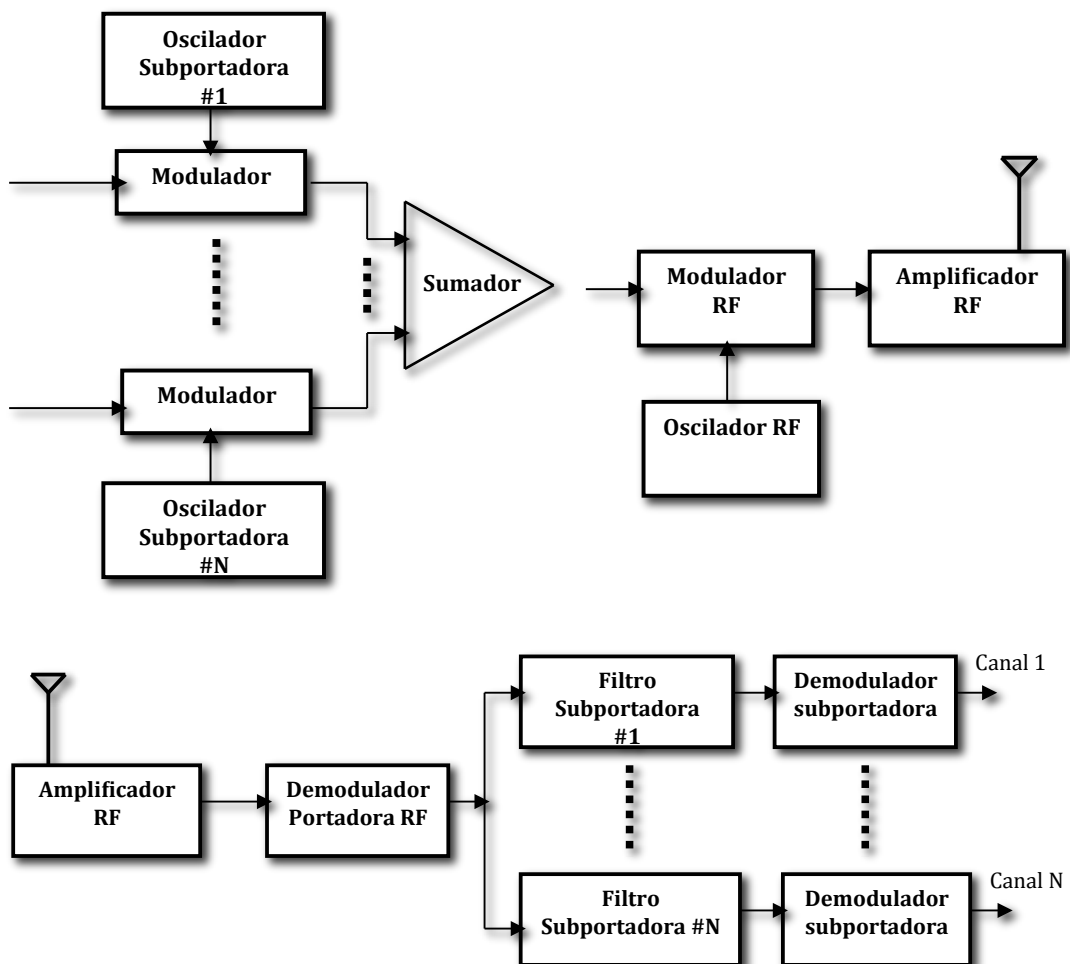


Fig.3.18. Multiplexado por división de frecuencia.

En el primer caso, el multiplexor se utiliza como mezclador de subportadoras, cada una de las cuales ha sido previamente modulada por la señal de cada canal (utilizando modulación AM, FM, PM), convirtiéndose la resultante de todas ellas a su vez en moduladora de la portadora final. Esto asegura que no se produzca solapamiento entre los espectros de las señales de los diferentes canales. El demultiplexado en el receptor se implementa filtrando paso-banda cada canal y posteriormente demodulando la subportadora. El diagrama correspondiente se muestra en la figura 3.18.

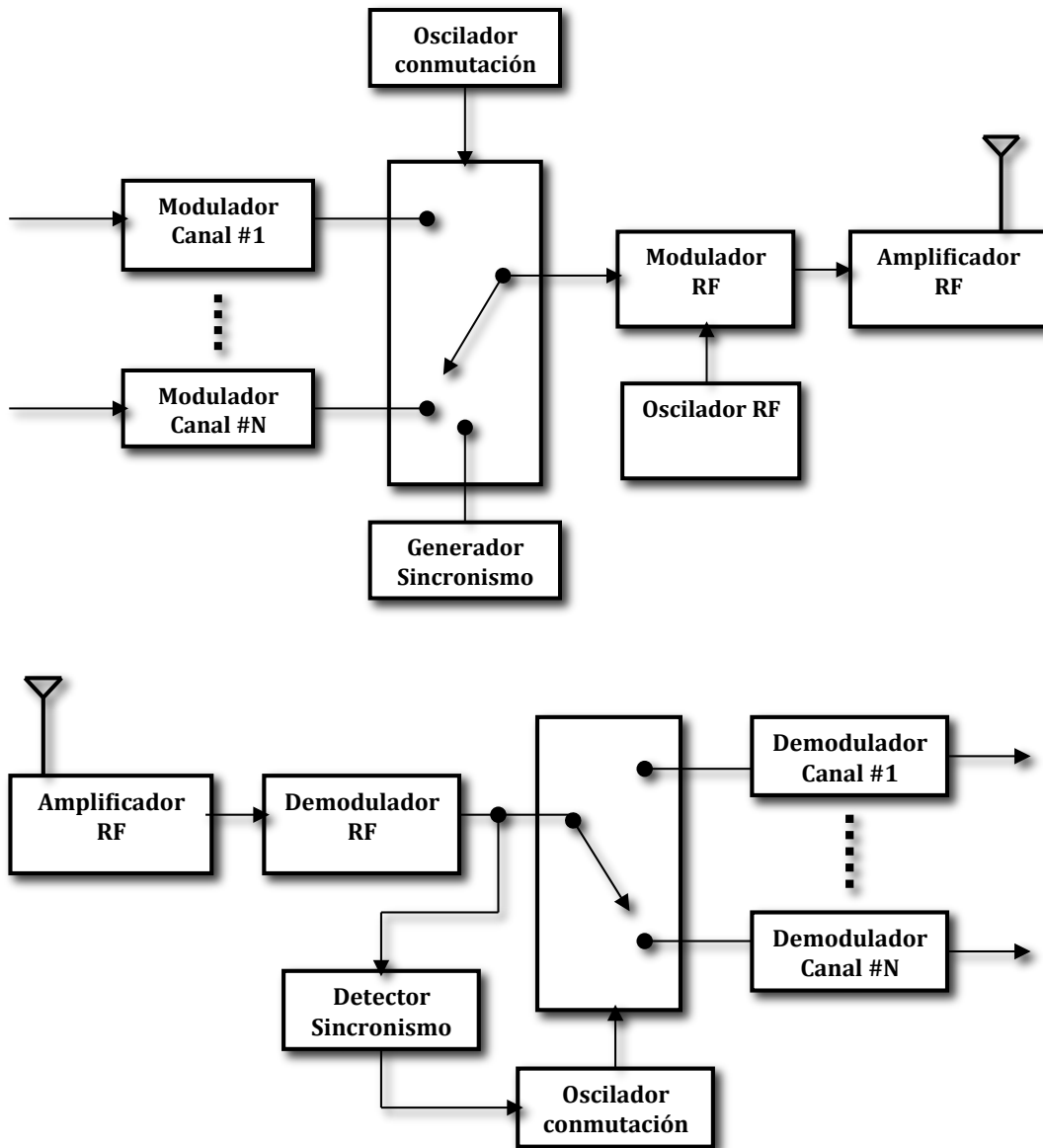


Fig.3.19. Multiplexado por división en tiempo.

En el multiplexado temporal, la señal de los diferentes canales (que puede haberse utilizado previamente como moduladora de pulsos en cualquiera de las técnicas usuales: PWM, PPM,...), es muestreada junto con una señal adicional de sincronismo, y la señal compuesta obtenida se utiliza como moduladora de la portadora de RF final. Para ello, el multiplexor necesita de algún sistema de conmutación para seleccionar el canal, controlado por un reloj que determina la frecuencia de muestreo, y un generador de la señal de sincronismo. Dicha señal, insertada después de cada barrido de todos los canales, debe generarse de manera que pueda detectarse fiablemente en el receptor, por ejemplo utilizando polaridad inversa a la del resto de muestras de señal, o con una duración mayor que la de éstas. En el receptor, y tras la demodulación de la portadora de RF, el detector de sincronismo controla el reloj del conmutador separando las muestras correspondientes a cada canal, que son posteriormente filtradas para obtener las señales originales. La figura 3.19 muestra el diagrama correspondiente.

Sistemas implantables

Un campo de aplicación importante de la telemetría es el de los sistemas implantables. Estos sistemas se utilizan principalmente para estudios de larga duración en animales, en campos como farmacología cardiovascular, hipertensión, hemodinámica hepática, neurología fetal y neonatal, etc. Dichos estudios requieren medidas repetidas en animales despiertos, y en los que es imprescindible evitar infecciones debidas a conexiones percutáneas.

El implante incluye el emisor de telemetría, los sensores, la batería y el receptor de mandatos. La misión de este último es fundamentalmente desconectar la batería de la unidad implantada durante los intervalos en que no se desea recoger datos. Las características principales de este tipo de sistemas son: tamaño y peso reducidos, bajo consumo (minimizado por la utilización del receptor de mandatos, lo que incrementa su vida útil), fiabilidad y biocompatibilidad (para evitar reacciones al implante).

Las fuentes de energía suelen ser pilas, baterías recargable a través de acoplamiento inductivos, o acoplamiento inductivos directamente (la potencia máxima transmitida no debe superar los $10\text{mW}/\text{cm}^2$ de tejido). Los acoplamiento inductivos se utilizan también para reprogramar otros dispositivos implantados, como en el caso de marcapasos.