

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

Departament d'Enginyeria de Sistemes, Automàtica i Informàtica Industrial

**ANALISIS DE LA ACTIVIDAD
MUSCULAR RESPIRATORIA
MEDIANTE TECNICAS TEMPORALES,
FRECUENCIALES Y ESTADISTICAS**

Autor: Miguel Angel Mañanas Villanueva
Director: Pere Caminal Magrans

Juny de 1999

Capítulo 3

Adquisición de las señales biomédicas

3.1 Introducción

Durante el presente capítulo se explica de forma detallada:

- *Configuración de la instrumentación* seleccionada para la adquisición de las tres señales biomédicas.
- *Parámetros de amplificación* escogidos para cada canal de adquisición: ganancia, ancho de banda y frecuencia de muestreo.
- *Características técnicas* de cada etapa de adquisición: sensores, amplificador, tarjeta de adquisición y ordenador personal.
- *Precauciones* utilizadas durante el registro para *reducir ruido e interferencias*.
- *Detección de la zona de inervación* del músculo ECM mediante una matriz lineal de electrodos.

La adquisición de señales se realiza en el hospital *Germans Trias i Pujol* de Badalona. Se ha evaluado la instrumentación disponible en el *Servei de Neumologia*, analizando diferentes posibilidades en módulos de amplificación y escogiendo la más idónea para este estudio tras realizar diversas medidas y registros preliminares.

El diagrama de bloques completo de la configuración final desde la detección de la señal biomédica en el sujeto hasta su almacenamiento en el disco duro del ordenador personal, se observa en la figura 3.1.

La señal EMG se recoge mediante tres *electrodos de Ag-AgCl*. Dos de ellos colocados en el lateral izquierdo del cuello sobre el músculo ECM y el tercero en el hombro como potencial de referencia.

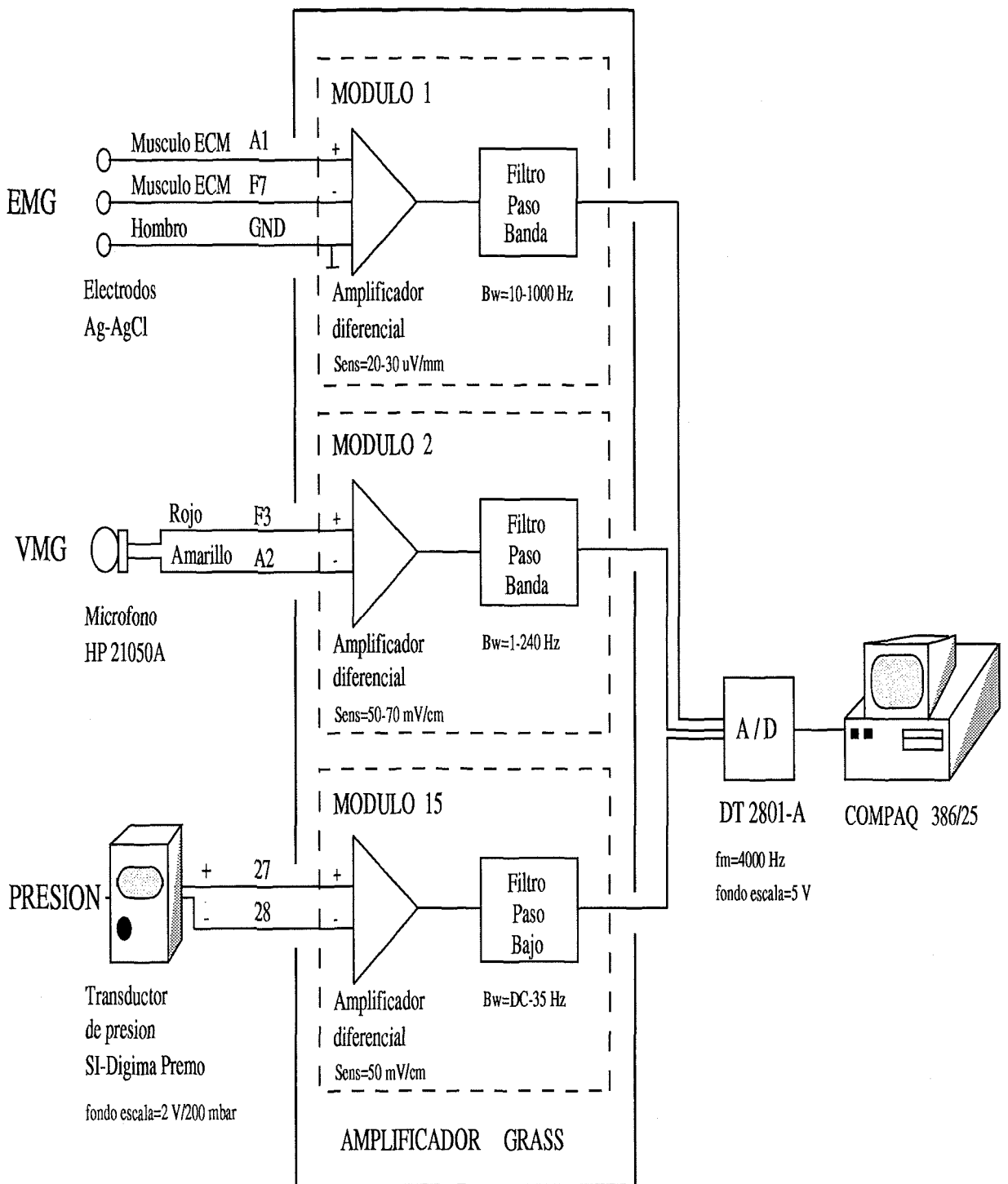


Figura 3.1: Diagrama de bloques de la instrumentación para la adquisición de señales.

La señal VMG se registra colocando un *sensor de contacto* en el lado derecho del cuello sobre el músculo en estudio y sujetándolo fuertemente con una cinta de goma para evitar que se desplace o se mueva durante el ejercicio.

Músculos usados a menudo en actividades diarias implicadas en tareas unilaterales como los músculos de las manos pueden desarrollarse más en términos de resistencia en un lado que en otro. Sin embargo, músculos más próximos a usarse en tareas bilaterales, como es el músculo ECM durante la respiración o en movimientos y giros de la cabeza, son comparables en ambos lados. Por ello es correcto registrar la señal EMG en el músculo en uno de los lados y la señal VMG en el otro [Bilodeau y otros, 1992].

La señal de PI se recoge en un punto cercano a unos 10 cm aproximadamente a la boca mediante una *galga de presión*. Este punto está situado en el tubo a través del cual respira el individuo durante el protocolo.

3.2 Transductores

3.2.1 Electrodo

Los electrodos para biopotenciales convierten corrientes iónicas (potenciales de acción) en corrientes de electrones ya que son las únicas que pueden circular por conductores metálicos [Webster, 1992]. Por tanto, tienen una función importante de transducción desechando la idea de que los electrodos son simples puntos de contacto.

Se ha escogido electrodos superficiales *Ag-AgCl*: discos de plata con electrólito formado por cationes Ag^+ y aniones Cl^- . En electrodos superficiales el electrólito suele ser la sustancia que se conoce por pasta o gel conductor. Es importante considerar las dos interfases que aparecen por el efecto de los electrodos:

- La interfase *electrodo-electrólito* puede modelarse mediante una impedancia y una tensión continua. Para los electrodos superficiales esta impedancia posee valores de decenas de kiloohmios.
- La interfase *gel conductor-piel* tiene un modelo similar con una impedancia, que en la práctica, se reduce frotando y limpiando bien la piel de la zona de contacto minimizando también artefactos y ruidos durante los registros.

La componente de potencial de contacto de los electrodos se anula con una amplificación diferencial y filtrando paso alto para eliminar la tensión en continua.

El módulo de la función de transferencia correspondiente a los electrodos con una adquisición diferencial es [Knaflitz y Balestra, 1991]:

$$\|\mathcal{H}_D(f, d)\| = k \operatorname{sen}(2\pi f d/v)$$

donde d la distancia entre electrodos (2.5 cm), y v la velocidad de conducción de la fibra muscular. Aparece, pues, un nulo de frecuencia a $f = v/2d$ acompañado de una atenuación a frecuencias inferiores próximas a este valor, comportándose como un filtro paso-bajo. Suponiendo velocidad de conducción entre 3 y 5 m/s el primer nulo se situaría entre 60 y 100 Hz. Sin embargo, estos nulos no aparecen en la DEP de la señal EMG debido a que los electrodos de superficie recogen actividades eléctricas de varios tipos de unidades motoras con diferentes velocidades de conducción y casi independientes unas de otras [Helal y Bouisson, 1992]. En la función de transferencia del electrodo, cuyo módulo multiplica al correspondiente de la DEP de la señal EMG, se observa cómo al disminuir la velocidad de conducción con la fatiga ésta se desplaza también a frecuencias inferiores.

3.2.2 Sensor de contacto

Existe dos tipos o clases de sensores o micrófonos dependiendo de si existe contacto directo o no:

- *Contacto-aire.*

Son micrófonos que miden desplazamiento de la membrana por las ondas de presión longitudinales (sonidos) que se propagan por el aire debido a vibraciones laterales del músculo.

- *Contacto.*

Se comporta como un *acelerómetro* a frecuencias inferiores a la frecuencia natural de aceleración. Tienen un *cristal piezoeléctrico* que registra la aceleración de las vibraciones de la piel transformándola en señal eléctrica.

El cristal piezoeléctrico, con estructura cristalina asimétrica, genera una tensión proporcional a la fuerza aplicada por un esfuerzo mecánico conectado en serie con un condensador. Por la alta impedancia de los materiales requiere un amplificador de impedancia de entrada muy alta para que la señal sea proporcional a la fuerza aplicada o deformación del elemento [Verburg y otros, 1984].

Los sensores de contacto-aire son muy sensibles al ruido ambiental [Orizio y otros, 1989]. Además se crea una cavidad acústica que provoca a su vez una reflexión en la interfase aire-piel [Barry y otros, 1985].

Los sensores de contacto transducen la señal directamente desde la piel y su modelo se puede aproximar al de la figura 3.2.

Las ecuaciones que rigen su comportamiento en el dominio de Laplace son [Vermarien y Van Vollenhoven, 1983]:

$$F(s) = (M_1 + M_2)s^2X(s) - M_1s^2Y(s) \quad (3.1)$$

$$0 = -M_1s^2X(s) + (S + Ds + M_1s^2)Y(s) \quad (3.2)$$

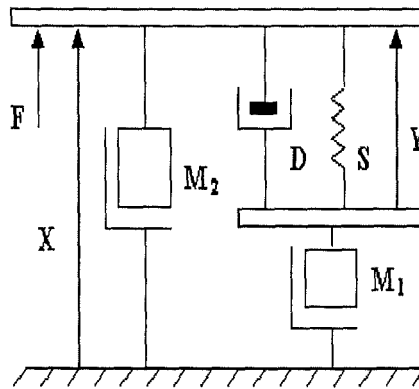


Figura 3.2: Modelo correspondiente al sistema sismico del sensor aplicado a la superficie de vibración (desplazamiento X y fuerza F). El parámetro S corresponde a la rigidez del sensor, D al amortiguamiento y M_1 y M_2 son las masas sismica y de contacto, respectivamente.

donde Y es la diferencia de desplazamiento de las dos masas. De la ecuación 3.2 se obtiene la función de transferencia correspondiente a la respuesta de aceleración expresado en la segunda forma canónica:

$$\frac{Y(s)}{s^2 X(s)} = \frac{1}{s^2 + \frac{D}{M_1} s + \frac{S}{M_1}} \quad (3.3)$$

Dicha función, correspondiente a un sistema de segundo orden, tiene como expresión general la siguiente:

$$\frac{k\omega_{n1}^2}{s^2 + 2\zeta_1\omega_{n1}s + \omega_{n1}^2} \quad (3.4)$$

con ω_{n1} denominada la frecuencia natural de aceleración, ζ_1 el coeficiente de amortiguamiento y k la ganancia canónica o estática. Identificando términos entre las ecuaciones 3.3 y 3.4 se obtiene:

$$\omega_{n1} = \sqrt{S/M_1} \quad \zeta_1 = \frac{D}{2\sqrt{SM_1}} \quad k = \frac{M_1}{S} = \frac{1}{\omega_{n1}^2}$$

Por tanto, la respuesta frecuencial del sensor es un filtro de segundo orden paso bajo con una frecuencia de corte correspondiente a la frecuencia natural de aceleración. La respuesta frecuencial asintótica es la siguiente:

$$\begin{aligned} f \ll f_{n1} & \quad Y(s) \approx ks^2X(s) = \frac{1}{\omega_{n1}^2}s^2X(s) \\ f \gg f_{n1} & \quad Y(s) \approx X(s) \end{aligned}$$

Para el rango de frecuencias de interés ($f \ll f_{n1}$) la señal de salida $Y(s)$, que genera una tensión eléctrica proporcional, es también directamente proporcional a la aceleración de la vibración de la superficie. A frecuencias superiores hay una fuerte atenuación que es mayor con la masa del micrófono. El sistema actúa, por tanto, como un acelerómetro y su sensibilidad o ganancia estática es inversamente proporcional al cuadrado de su frecuencia natural y, en consecuencia, a su ancho de banda. A partir de las ecuaciones 3.1 y 3.2 puede calcularse la *impedancia mecánica del sistema* equivalente a la carga que se ejerce sobre la piel:

$$Z_1(s) = \frac{F(s)}{sX(s)} = (M_1 + M_2)s \frac{1 + 2\zeta_2 \frac{s}{\omega_{n2}} + \left(\frac{s}{\omega_{n2}}\right)^2}{1 + 2\zeta_1 \frac{s}{\omega_{n1}} + \left(\frac{s}{\omega_{n1}}\right)^2}$$

con ω_{n2} denominada la *frecuencia natural de la fuerza* y ζ_2 el coeficiente de amortiguamiento de la fuerza. Sus expresiones son las siguientes:

$$\omega_{n2} = \sqrt{S/M^*} \quad \zeta_2 = \frac{D}{2\sqrt{SM^*}} \quad M^* = \frac{M_1 M_2}{M_1 + M_2}$$

La respuesta frecuencial asintótica es la siguiente:

$$\begin{array}{ll} f \ll f_{n1} & Z_1(s) \approx (M_1 + M_2)S \\ f_{n1} < f < f_{n2} & Z_1(s) \approx \frac{M_1 + M_2}{M_1} S \frac{1}{s} \\ f \gg f_{n2} & Z_1(s) \approx M_2 s \end{array}$$

En el rango de frecuencias de interés ($f \ll f_{n1}$) el sistema se comporta como una masa pura, y la fuerza $F(s)$ depende de la aceleración según la siguiente respuesta:

$$\frac{F(s)}{s^2 X(s)} = M_1 + M_2 \approx M_1$$

cuando la masa de contacto es muy pequeña respecto a la masa sísmica del sensor, como sucede con el sensor utilizado en el presente estudio. Para frecuencias superiores ($f_{n1} < f < f_{n2}$) el sistema actúa dependiendo básicamente de la rigidez del sensor. La presión permanente sobre el micro queda anulada por el efecto del condensador que elimina la tensión continua. Es necesario sujetar bien el micrófono pues es sensible a cómo se realiza el contacto.

En el presente estudio se utiliza el sensor de contacto modelo **HP21050A** de la marca *Hewlett Packard* (ver figura 3.3) con las siguientes características técnicas:

- Sensibilidad: $10 \mu\text{V}/\text{dina} = 1 \text{ V/N}$
- Bw: $0.02\text{-}2000 \text{ Hz}$
- Capacidad: 20 nF

- Peso: 100 g
- Tamaño (diámetros):
 - Cabeza del sensor de contacto: 2.79 cm
 - Anillo estabilizador: 5.08 cm

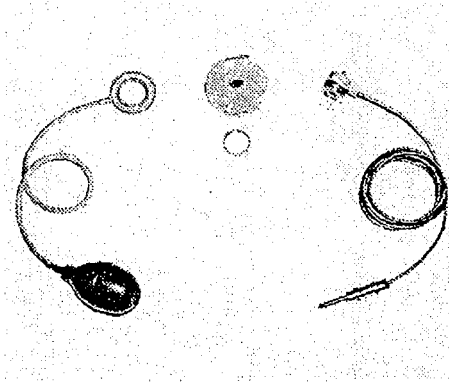


Figura 3.3: *Sensor de contacto HP21050A y accesorios.*

La sensibilidad de tensión de aceleración del sensor es la siguiente:

$$Sens = \frac{V(s)}{s^2 X(s)} = \frac{V(s)}{F(s)} \frac{F(s)}{s^2 X(s)} \approx (f \ll f_{n1}) \approx \frac{V(s)}{F(s)} M_1 = 1 \frac{V}{N} \cdot 0.1 \text{ kg} = 0.1 \frac{Vs^2}{m} \quad (3.5)$$

Por otro lado, dicha sensibilidad se puede expresar de la siguiente manera [Vermarien y Van Vollenhoven, 1983]:

$$Sens = \frac{B}{C\omega_{n1}^2} = \frac{B}{3.154} \quad (3.6)$$

sustituyendo los valores numéricos de capacidad y frecuencia natural de las características técnicas del sensor HP21050A y siendo B la sensibilidad de carga. De las ecuaciones 3.5 y 3.6 se obtiene que $B = 0.315$. La sensibilidad de carga de la aceleración a $f \ll f_{n1}$ corresponde a la ganancia canónica de la función de transferencia de la ecuación 3.3, y sustituyendo por el valor numérico de la frecuencia natural (2kHz) se obtiene $k = \frac{1}{\omega_{n1}^2} = 6.33 \cdot 10^{-9}$.

Tras el análisis completo del comportamiento del sensor de contacto o micrófono, se observa que su respuesta frecuencial es idónea para registrar vibraciones del músculo que estén por debajo de la frecuencia de corte de 2kHz como será el caso del presente estudio.

Sin embargo, también se ha de considerar el acoplamiento entre el micrófono y la superficie de la piel, pues la adquisición se realiza sujetando el micrófono sobre el músculo

ECM mediante una cinta. Este acoplamiento es esencialmente un problema de transmisión de la vibración de una continuidad mecánica blanda a un elemento rígido. Como las amplitudes de las vibraciones del músculo son muy pequeñas, se puede hacer la hipótesis que el acoplamiento entre el micrófono y la superficie de la piel puede ser descrito con la teoría de sistemas lineales, y la función de transferencia de dicho acoplamiento es la siguiente:

$$H_{acop}(s) = \frac{X_{carga}}{X_{sincarga}}$$

siendo $X(s)$ la variable desplazamiento suponiendo o no la carga que el peso del sensor realiza sobre la superficie blanda.

Un estudio experimental de dicha función realizado en [Vermarien y Van Vollenhoven, 1983] obtiene como resultados de valores medios para seis sujetos las curvas que se muestra en la figura 3.4. Dicho estudio analiza para un sensor de 3cm de diámetro (muy próximo al del modelo utilizado HP21050A) y con diferentes pesos la respuesta frecuencial de $H_{acop}(\omega)$ en registros de fonocardiografía sobre la pared del tórax. Aunque la localización del micrófono difiere de la utilizada en la presente tesis, cabe esperar curvas similares sobre la superficie del músculo ECM. Para una masa próxima a los 100g del sensor HP21050A se observa una respuesta totalmente plana hasta 10Hz, un pico de resonancia cercano a los 20 Hz y una atenuación a frecuencias superiores. Este efecto no deseable se reduce al disminuir la masa del sensor.

Sin embargo, se escoge el sensor HP21050A por ser el único disponible en el laboratorio de adquisición del Hospital. Al no encontrarse una relación clara de la anatomía del individuo con los resultados de carga medidos, el acoplamiento debido a la carga afectará menos al considerarse análisis y resultados relativos en lugar de medidas absolutas.

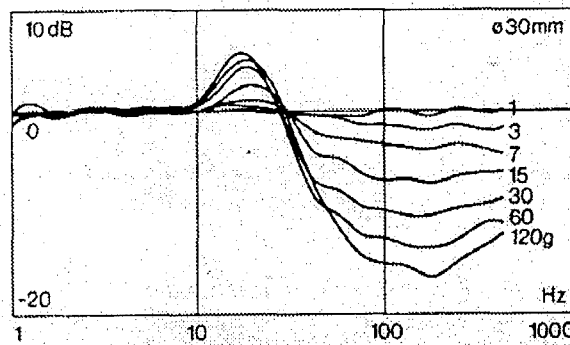


Figura 3.4: Funciones de transferencia de acoplamiento para diferentes masas con diámetro de 3 cm. Valores medios para seis sujetos. Reproducido de [Vermarien y Van Vollenhoven, 1983]

3.2.3 Transductor de presión

Para registrar la señal PI se utiliza un transductor con una galga de presión 'Digima-Premo' 355 de *Special Instruments* con 3 dígitos 1/2 de presentación. Es capaz de medir tanto presión diferencial como absoluta. En el presente estudio se utiliza de esta última manera dejando la entrada negativa al aire. De esta forma, dicha entrada se sitúa a la presión atmosférica. Las especificaciones técnicas de interés son:

- Tensión máxima de salida: ± 2 V
- Fondo de escala: ± 200 mbar (opcional 2000 mbar)
- Exactitud: $\pm 5\%$
- Alimentación a batería: 9 V

El factor de conversión es, por tanto, de 10 V/bar con un fondo de escala de 200 mbar, que es el escogido en el estudio, ya que los sujetos no superan dicho valor ante inspiraciones forzadas máximas. El transductor posee un potenciómetro para el ajuste a valor cero muy preciso para rangos de medidas pequeñas. Dicho ajuste se realiza con anterioridad al inicio del protocolo.

3.3 Amplificadores de propósito general

3.3.1 Introducción

El Hospital dispone de una consola compacta de la marca *GRASS Instrument Company* modelo 8-18 que puede acomodar hasta un máximo de 16 canales o módulos de instrumentación biomédica. Si bien los módulos de amplificación han sido diseñados para estudios encefalográficos, éstos pueden ser utilizados para la adquisición de cualquier señal biomédica.

Los módulos de amplificación son diferenciales, lo que permite su uso para señales EMG. De esta manera se eliminan las interferencias en modo común como se describe en el Apartado 3.4, muy importante en biopotenciales del electromiograma con apenas décimas de milivoltios de amplitud.

La disponibilidad de varios y diferentes módulos permite la amplificación de tres señales biomédicas (EMG, VMG y PI) por la misma consola. Esto permite tener una masa común y, por tanto, las señales con una misma referencia. La medida de la señal EMG es diferencial propiamente dicha ya que se utilizan tres electrodos de los cuales uno de ellos se sitúa en un lugar de referencia (el hombro del sujeto) y se conecta a la masa del amplificador. La tensión de salida de los transductores para las señales VMG y PI es unipolar. Sin embargo, se utiliza también una amplificación diferencial considerando dicha tensión flotante a la entrada del módulo de amplificación. Se rechaza la opción de

conectar a masa para evitar que dos puntos del paciente estén considerados en la misma de referencia. De esta manera, se evita posibles accidentes en situaciones con masas de aparatos a muy diferente potencial y corrientes de fugas excesivas circulando por el paciente en un bucle de tierra.

Los módulos de amplificación presentan una etapa de aislamiento (modelo IMEB2) para salvaguardar al paciente de las corrientes de fugas, permitiendo su utilización incluso en Unidades de Cuidados Intensivos.

3.3.2 Módulo AC

La señal EMG se amplifica mediante el módulo GRASS 8A5LHF (ver figura 3.5) pues requiere una alta ganancia y filtrado paso banda.



Figura 3.5: Panel frontal del amplificador GRASS 8A5LHF.

Sus características técnicas de amplificación son:

- Impedancia de entrada diferencial: $20 \text{ M}\Omega$
- Impedancia de salida: $500 \text{ }\Omega$
- Sensibilidad variable (seleccionada): $30\text{-}70 \text{ }\mu\text{V}/\text{mm}$ (EMG)
 $50\text{-}70 \text{ mV}/\text{cm}$ (VMG)
- Bw(2dB) (seleccionado): $10 \text{ Hz}\text{-}1 \text{ kHz}$ (EMG)
 $1\text{-}240 \text{ Hz}$ (VMG)
- Bw(3dB) (seleccionado): $8\text{-}1300 \text{ Hz}$ (EMG)
 $0.8\text{-}320 \text{ Hz}$ (VMG)
- CMRR: $> 1500\text{:}1$ con $R_c = 5k\Omega$
- Tensión máxima de salida: $\pm 5 \text{ V}$
- Nivel de ruido (RTI): $< 2 \text{ }\mu\text{V}_{pp}$

La impedancia de entrada es suficientemente elevada para considerar que no hay acoplamiento entre los transductores (electrodos para la señal EMG y sensor de contacto en la señal VMG) y el amplificador. Dicho acoplamiento distorsionaría la señal. La ganancia del amplificador se presenta en unidades de $\mu\text{V}/\text{mm}$ y mV/cm , habituales en aparatos de utilización clínica, ya que el amplificador está unido a un polígrafo para obtener registros de la señal biomédica sobre papel. Sin embargo, en la actualidad este método de

estudio es obsoleto y se trabaja con registros almacenados en el ordenador. Las unidades de sensibilidad (*Sens*) corresponden a la diferencia de potencial pico a pico necesaria a la entrada del módulo de amplificación para conseguir una deflexión en unidades de desplazamiento de la pluma del polígrafo. Conociendo de las especificaciones del módulo de amplificación, que para obtener una deflexión de 25 mm se requiere una tensión de salida del amplificador de $2.8 V_{pp}$, es posible encontrar la ganancia (G) del amplificador:

$$G(\text{dB}) = 20 \log \left(\frac{\frac{2.8 V_{pp\text{salida}}}{25 \cdot 10^{-3} \text{m}}}{\text{Sens} \frac{V_{pp\text{entrada}}}{\text{m}}} \right) \quad (3.7)$$

Sustituyendo por los valores de sensibilidad escogidos se obtiene que la ganancia utilizada en la adquisición es 64-71.4 dB para la señal EMG y 24-27 dB para la señal VMG. Esta última señal alcanza valores de amplitud mayores a la salida del transductor. Antes de la realización del protocolo ventilatorio explicado en el Apartado 2.4, el sujeto realiza una prueba rápida incremental aumentando en 50 g la carga soportada por el sujeto cada 30 s. Con ello se selecciona la ganancia adecuada para las posteriores adquisiciones de las señales a analizar en el protocolo que permitiese aprovechar el fondo de escala del amplificador y de la tarjeta de adquisición sin llegar a la saturación del amplificador. De esta manera se mejora la relación señal a ruido de la adquisición y se reduce el error de cuantificación del conversor analógico-digital (A/D) como se comenta en el Apartado 3.5.1.

El valor del ratio en el rechazo en modo común ('Common Mode Rejection Ratio': CMRR) en dB corresponde a $20 \log(1500) = 63.5 \text{ dB}$ y se obtiene del circuito de la fig. 3.6.

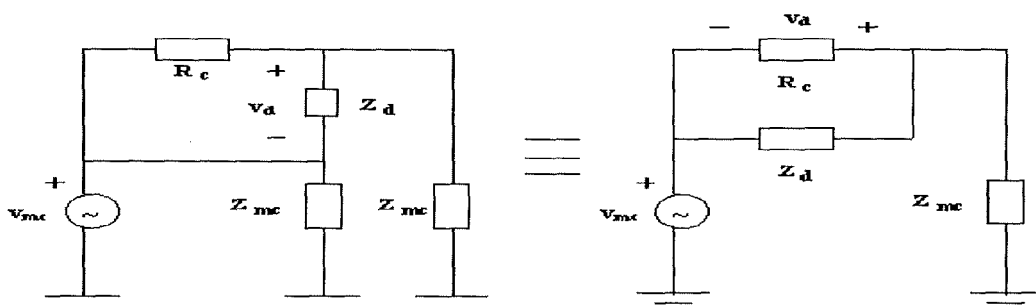


Figura 3.6: Circuito correspondiente al estudio del Rechazo en Modo Común.

donde v_{mc} es la tensión en modo común a reducir, R_c tiene un valor de $5\text{k}\Omega$ según las especificaciones técnicas, Z_{mc} es la impedancia de entrada en modo común del amplificador y Z_d la impedancia de entrada diferencial entre cuyos bornes se genera una tensión v_d debido a la tensión en modo común según la siguiente expresión:

$$v_d \approx (Z_d \gg R_c \Rightarrow R_c // Z_d \approx R_c) \approx -\frac{v_{mc} R_c}{R_c + Z_{mc}} \approx (Z_{mc} \gg R_c) \approx -v_{mc} \frac{R_c}{Z_{mc}}$$

Por tanto, el CMRR es:

$$CMRR(dB) = 20 \log \frac{Z_{mc} + R_c}{R_c} \approx (Z_{mc} \gg R_c) \approx 20 \log \frac{Z_{mc}}{R_c} \quad (3.8)$$

Siendo conocidos los valores de CMRR y R_c se puede hallar Z_{mc} cuyo valor es de 7.5 $M\Omega$.

Al inicio de cada sesión y previamente a la realización del protocolo respiratorio se efectúa un ajuste a cero con el botón BASELINE ADJ. A continuación se verifica la calibración del amplificador. Para ello, se utiliza un pulso de calibración cuya amplitud de 2 μV a 10 mV se selecciona desde el panel de control central común a todos los módulos. Si el amplificador se encuentra descalibrado, se ajusta la ganancia correctamente mediante el botón SENS ADJ (ver figura 3.5).

3.3.3 Módulo DC

Se utiliza el módulo **GRASS 8A14 DC** (ver figura 3.7) para amplificar la señal PI. Dicha señal alcanza valores de amplitud mayores que la señales miográficas. Por tanto, requiere de una ganancia del amplificador mucho menor. Con el valor mínimo posible de ganancia del módulo AC (24 dB), correspondiente a la máxima sensibilidad posible a seleccionar (70 mV/cm), el amplificador se satura. En consecuencia, se escoge el módulo DC en la amplificación. Además, la señal de PI se filtra paso bajo por tener componentes frecuenciales en continua.

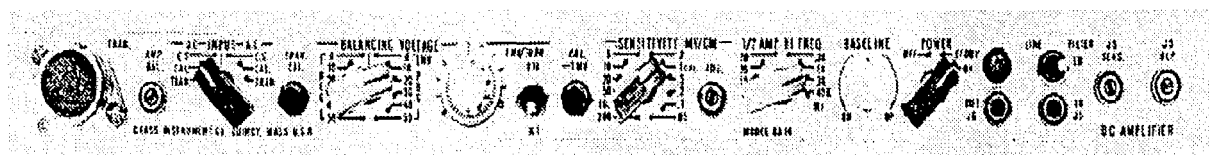


Figura 3.7: Panel frontal del amplificador GRASS 8A14DC.

Sus características técnicas de amplificación son:

- Impedancia de entrada diferencial: 20 $M\Omega$
- Impedancia de salida: 500 Ω
- Sensibilidad variable (seleccionada): 100 mV/cm
- Bw(2dB) (seleccionada): 0-14 Hz
- Bw(3dB) (seleccionada): 0-20 Hz
- CMRR: > 1500:1 con $R_c = 5k\Omega$
- Tensión máxima de salida: $\pm 5 V$
- Nivel de ruido (RTI): < 15 μV_{pp}

Conociendo de las especificaciones del módulo de amplificación que para obtener una deflexión de la pluma del polígrafo de 25 mm se requiere una tensión de salida del amplificador de $5.6 V_{pp}$, es posible encontrar la ganancia (G) del amplificador mediante la expresión 3.7 correspondiente a 20.9 dB. En este caso no es necesario ajustar el valor de la ganancia mediante una prueba previa, ya que el nivel de presión no depende del sujeto como la superficialidad del músculo en las señales miográficas, sino de la carga respiratoria que el sujeto ha de soportar. Además, para esta señal no es crítica la relación señal a ruido, pues sólo se utiliza para la detección de períodos inspiratorios y espiratorios y no se realiza un análisis preciso de la actividad muscular como sucede en las señales miográficas.

Los valores del CMRR en dB y de la impedancia de entrada en modo común (Z_{mc}) del amplificador son los mismos que el módulo AC explicados en el Apartado anterior y se obtienen de forma similar.

De forma análoga al módulo AC, se verifica que este módulo de amplificación esté calibrado en modo dc al inicio de cada sesión. Se utiliza un pulso de calibración de 1 mV del propio módulo y ajustándose, si es necesario, la ganancia con el botón ADJ.

3.4 Reducción de ruido e interferencias

3.4.1 Introducción

Uno de los mayores problemas en la adquisición de señales bioeléctricas de bajas frecuencias como la señal EMG son el ruido y las interferencias externas debidas a la presencia de la red eléctrica. Es conveniente analizar la importancia de éstos en señales de amplitud del orden de décimas de milivoltios. Cuando las condiciones de la adquisición como la sala, transductores, cables de medida y amplificadores produce un ruido apreciable, se plantea métodos de reducción para registrar la señal bioeléctrica en las mejores condiciones posibles para su posterior análisis. El ruido puede provenir de diferentes fuentes:

3.4.2 Potencial de los electrodos

Las interfases entre el electrodo y la piel (ver Apartado 3.2.1) generan una tensión en continua por las capas de la epidermis de la piel debido a potenciales electroquímicos (Nernst) generados por la interfase del gel electrolítico con la piel y con el electrodo metálico. Valor típico de este potencial es 25 mV [Webster, 1988]. Se elimina mediante un filtro paso alto tal como se utiliza para la adquisición de la señal EMG.

3.4.3 Artefactos de movimiento

El movimiento del paciente durante el protocolo introduce potenciales por el movimiento de los electrodos que se reducen mediante la abrasión o limpieza de las capas de la piel y la utilización de electrodos donde el gel está colocado en una estructura en forma de copa y un adhesivo mantiene el contacto firme con el cuerpo.

3.4.4 Interferencias externas capacitivas

3.4.4.1 Definición

Son debidas a la presencia de la red eléctrica. A la frecuencia de 50 Hz, el cuerpo humano se comporta como un conductor eléctrico provocando un acoplamiento capacitivo entre éste y la red [Pallás, 1988]. De igual manera existe un acoplamiento con los cables de medida que hacen circular corrientes de 50 Hz entre la red y los cables hacia tierra como se puede observar en la figura 3.8.

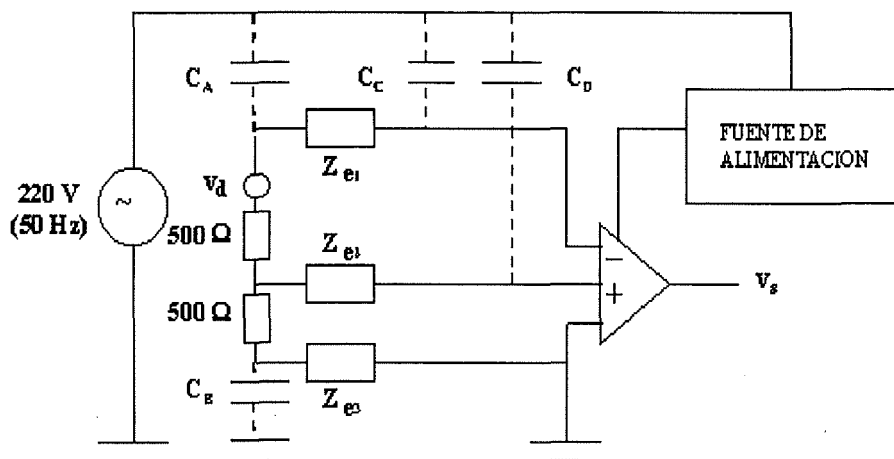


Figura 3.8: Interferencias capacitivas de red en la medida de bio-potenciales.

Las interferencias capacitivas se modelan mediante un condensador cuya capacidad varía dependiendo de las condiciones de la sala, longitud de los cables de medida y proximidad de éstos a las líneas de red eléctrica. Valores típicos de las capacidades de estos condensadores oscilan entre $0.1pF < C_A, C_C, C_D < 1pF$ y $100pF < C_B < 1nF$. Las impedancias de los electrodos también oscilan dependiendo de las condiciones de la piel y el tipo de electrodos. Se puede considerar que dichas impedancias oscilan entre $1k\Omega < Z_{e1}, Z_{e2}, Z_{e3} < 1M\Omega$. La impedancia del sujeto se considera de 500Ω [Webster, 1992].

Por tanto, estas interferencias pueden analizarse separadamente dependiendo de sus efectos en la medida, como así se desarrolla en los siguientes Apartados.

3.4.4.2 Interferencias en modo común

Proviene de la corriente inducida al sujeto por C_A y que pasa por Z_{e3} . Estas interferencias hacen estar al sujeto a una tensión en modo común elevada con respecto a los milivoltios de la señal EMG que se desea registrar. El circuito a analizar correspondiente a dichas interferencias se observa en la figura 3.9. La corriente circula prácticamente en su totalidad por el sujeto ya que las impedancias Z_d y Z_{mc} del amplificador son muy superiores a la impedancia del electrodo Z_{e3} .

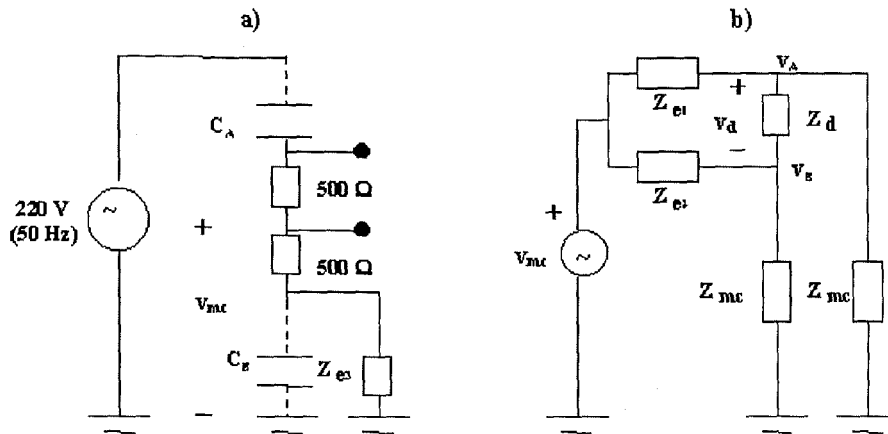


Figura 3.9: a) Interferencias capacitivas en modo común correspondiente al circuito de la figura 3.8. b) Interferencias en modo diferencial generadas a partir de la tensión en modo común y desequilibrio de la impedancia de los electrodos.

El peor caso en interferencias se obtiene con una impedancia debida a C_A ($1/C_A\omega$) baja y las impedancias Z_{e3} y $1/C_B\omega$ más elevadas posibles. De esta manera, el peor caso en que se obtiene una tensión en modo común mayor es para:

$$\frac{1}{C_A\omega} = \frac{1}{10^{-12}2\pi 50} = 3183 \text{ M}\Omega$$

$$\frac{1}{C_B\omega} = \frac{1}{100 \cdot 10^{-12}2\pi 50} = 31.83 \text{ M}\Omega$$

$$\frac{1}{C_B\omega} \parallel Z_{e3} = 31.83\text{M}\Omega \parallel 1\text{M}\Omega \approx 1\text{M}\Omega$$

Con estos valores y a partir del circuito de la figura 3.9 a) se calcula la tensión en modo común:

$$v_{mc} = 220 \frac{10^6 + 500}{10^6 + 500 + 500 + 3183 \cdot 10^6} = 3.1 \cdot 10^{-4} \text{ V} = 0.31 \text{ mV}$$

Por consiguiente, esta tensión interferente tiene una amplitud similar a la de la señal EMG y se elimina, en gran parte, mediante la adquisición diferencial entre los puntos A y B del músculo ECM y una amplificación diferencial con un elevado CMRR [Pallás, 1988][Pallás y Webster, 1991]. El punto C se sitúa sobre el hombro como potencial de referencia. Como el CMRR del amplificador utilizado es de 63.5 dB (valor de 1500 en unidades lineales), las interferencias se reducen a una tensión diferencial de:

$$v_d = \frac{3.1 \cdot 10^{-4}}{1500} = 2.09 \cdot 10^{-7} \text{ V} \quad (3.9)$$

considerándose una amplitud despreciable respecto a los valores típicos de la señal EMG. Sin embargo, este cálculo sólo es válido considerando una impedancia del desequilibrio de electrodos de $5k\Omega$. En un caso general de impedancias de los electrodos Z_{e1} y Z_{e2} , se ha de analizar el circuito de la figura 3.9 b). Considerando que:

$$Z_d + Z_{mc} \gg Z_{mc}$$

se puede obtener los valores aproximados de las tensiones en bornes del amplificador:

$$v_A \approx v_{mc} \frac{Z_{mc}}{Z_{mc} + Z_{e1}} \quad v_B \approx v_{mc} \frac{Z_{mc}}{Z_{mc} + Z_{e2}}$$

A partir de estas expresiones se calcula la tensión diferencial registrada a la entrada del amplificador:

$$\begin{aligned} v_d = v_A - v_B &= v_{mc} \left(\frac{Z_{mc}}{Z_{mc} + Z_{e1}} - \frac{Z_{mc}}{Z_{mc} + Z_{e2}} \right) = v_{mc} \frac{Z_{mc}(Z_{e1} - Z_{e2})}{(Z_{mc} + Z_{e1})(Z_{mc} + Z_{e2})} \approx \\ &\approx (Z_{mc} \gg Z_{e1}, Z_{e2}) \approx v_{mc} \frac{Z_{mc}(Z_{e1} - Z_{e2})}{Z_{mc}^2} = v_{mc} \frac{Z_{e1} - Z_{e2}}{Z_{mc}} \end{aligned}$$

En el peor caso de desequilibrio de electrodos ($Z_{e1} = 1 M\Omega$ y $Z_{e2} = 1 k\Omega$), la tensión diferencial obtenida a partir de los 0.31 mV en modo común es $4.14 \cdot 10^{-5}$ V. Aunque menor en un orden de magnitud, éste es un valor cercano a los valores típicos de la señal EMG.

Por tanto, es recomendable reducir en gran medida el desequilibrio entre electrodos intentando disminuir el valor de sus impedancias (Z_{e1} y Z_{e2}) mediante la limpieza o abrasión de la zona de contacto de la piel donde se colocan los electrodos, pues de no ser así, la señal interferente en modo común resulta amplificada por la ganancia diferencial. Esta es la solución que se escoge en el presente estudio aunque otras técnicas posibles son aumentar el área de contacto entre el gel y la piel, y aumentar la concentración de la sal (Cl^-) en el gel para incrementar la conductividad [Webster, 1988][Webster, 1992].

3.4.4.3 Interferencias en modo diferencial

Por su procedencia puede estudiarse dos casos de forma separada:

- Acoplamiento red eléctrica-sujeto.

Proviene de la corriente inducida al sujeto por C_A y que pasa por Z_{e3} , que es la misma que generaba la tensión en modo común. Sin embargo, en este caso nos fijaremos en la diferencia de potencial existente en el mismo sujeto debido a su impedancia de 500Ω . El circuito a analizar correspondiente a dichas interferencias se visualiza en la figura 3.10.

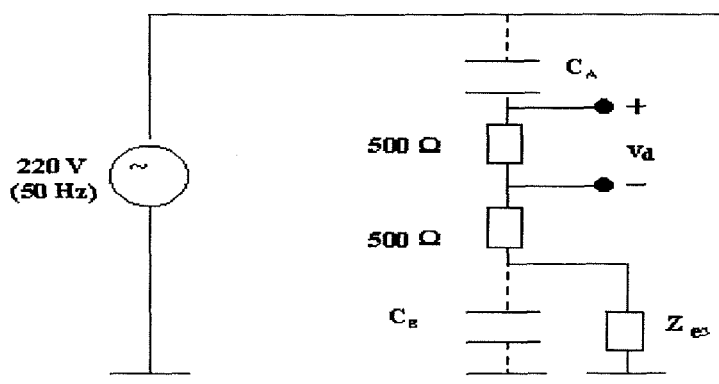


Figura 3.10: Interferencias capacitivas en modo diferencial debido al acoplamiento entre el sujeto y la red eléctrica correspondiente al circuito de la figura 3.8.

El peor caso en interferencias se obtiene cuando la corriente que pasa por el sujeto es máxima, y ello sucede cuando las impedancias de acoplamiento del sujeto con la red ($1/C_A\omega$ y $1/C_B\omega$) y la del tercer electrodo (Z_{e3}) son mínimas:

$$\frac{1}{C_A\omega} = \frac{1}{10^{-12}2\pi50} = 3183 \text{ M}\Omega$$

$$\frac{1}{C_B\omega} = \frac{1}{10^{-9}2\pi50} = 3.183 \text{ M}\Omega$$

$$\frac{1}{C_B\omega} \parallel Z_{e3} = 3.183\text{M}\Omega \parallel 1\text{k}\Omega \approx 1\text{k}\Omega$$

Con estos valores y a partir del circuito de la figura 3.10 se calcula la tensión diferencial:

$$v_d = 220 \frac{500}{3183 \cdot 10^6 + 10^3} = 3.50 \cdot 10^{-5} \text{ V} = 0.035 \text{ mV}$$

En consecuencia, esta tensión interferente tiene una amplitud menor en un orden de magnitud, pero cercana a los valores típicos de la señal bioeléctrica. Además, dicha

tensión interferente será amplificada por la ganancia diferencial de la misma forma que la señal EMG, por lo que no será atenuada por el CMRR. Al ser inviable cualquier tipo de 'apantallamiento' del sujeto, estas interferencias de amplitud tolerable no se pueden reducir. La únicas medidas posibles son tan solo que las condiciones de la sala mejoren y el sujeto se encuentre relativamente alejado de la red eléctrica para que el acoplamiento disminuya (C_A pequeña) y la corriente interferente que pase por el sujeto también disminuya.

En el estudio se ha supuesto que prácticamente toda la corriente recorre el sujeto ya que las impedancias Z_d y Z_{mc} del amplificador son muy superiores a la impedancia del electrodo Z_{e3} . De todas formas, parte de la corriente sí pasa por el amplificador, pudiendo llegar a ser hasta el 50% la que se desvía y no pasa por el sujeto, produciendo una reducción de la tensión diferencial [Webster, 1988].

- Acoplamiento red eléctrica-cables de medida.

Proviene de la corriente inducida al sujeto por C_B y C_D debido al acoplamiento capacitivo de la red con los cables de medida. El circuito a analizar correspondiente a dichas interferencias se puede ver en la figura 3.11.

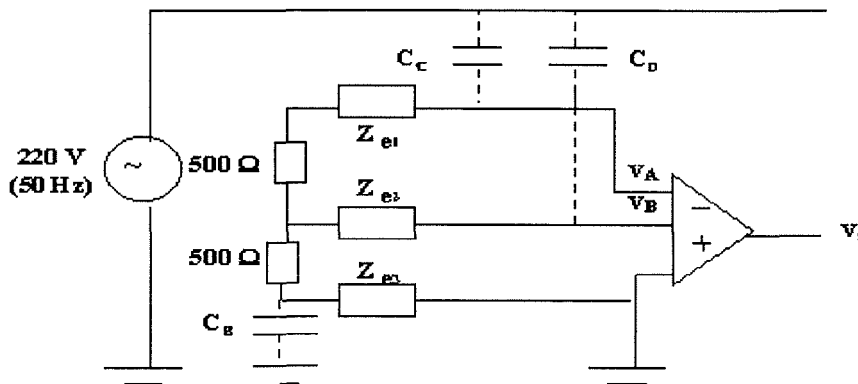


Figura 3.11: Interferencias capacitivas en modo diferencial debido al acoplamiento entre los cables de medida y la red eléctrica correspondiente al circuito de la figura 3.8.

El peor caso de impedancias capacitivas y del tercer electrodo respecto a las interferencias se obtiene cuando las impedancias $1/C_C\omega$ y $1/C_D\omega$ son mínimas y las impedancias $1/C_B\omega$ y Z_{e3} son máximas:

$$Z_C = \frac{1}{C_C\omega} = \frac{1}{C_D\omega} = \frac{1}{10^{-12}2\pi50} = 3183 \text{ M}\Omega$$

$$\frac{1}{C_B\omega} = \frac{1}{100 \cdot 10^{-12}2\pi50} = 3.183 \text{ M}\Omega$$

$$Z_{||} \equiv \frac{1}{C_B\omega} \parallel Z_{e3} = 3.183 \parallel 1\text{M}\Omega = 9.69 \cdot 10^5 \Omega$$

Con estos valores, a partir del circuito de la figura 3.11 y escogiendo el peor caso de mayor desequilibrio entre electrodos ($Z_{e1} = 1 M\Omega$ y $Z_{e2} = 1 k\Omega$) se calcula la tensión diferencial:

$$v_d = v_A - v_B = 220 \left(\frac{Z_{e1} + 500 + 500 + Z_{||}}{Z_{e1} + 500 + 500 + Z_{||} + Z_C} - \frac{Z_{e2} + 500 + Z_{||}}{Z_{e2} + 500 + Z_{||} + Z_C} \right) =$$

$$= 0.069 V = 69 mV \quad (3.10)$$

En consecuencia, esta tensión interferente tiene una amplitud incluso mayor que los valores típicos de la señal bioeléctrica a medir, resultando esta situación totalmente inaceptable. Se utilizan dos soluciones posibles:

1. *Realizar la medición mediante cables apantallados y cada pantalla se conecta a la masa del amplificador.*

De esta manera las capacidades C_C y C_D disminuyen. La tensión diferencial que se obtiene a partir de la ecuación 3.10 con los valores mínimos de $C_C = C_D = 0.1 pF$ es de $v_d = 6.9 mV$. Aunque se reduce esta tensión en un orden de magnitud respecto al caso anterior, continúa teniendo un valor inaceptable en la adquisición debido al desequilibrio entre las impedancias de los electrodos ($Z_{e1} = 1 M\Omega$ y $Z_{e2} = 1 k\Omega$).

2. *Disminuir la diferencia de impedancias entre los electrodos.*

En el caso extremo óptimo en que $Z_{e1} = Z_{e2} = 1 k\Omega$ se obtiene valores de la tensión diferencial interferente según la ecuación 3.10 siguientes:

$$v_d = 34.5 \mu V \quad \text{con } C_C = C_D = 1 pF$$

$$v_d = 3.45 \mu V \quad \text{con } C_C = C_D = 0.1 pF$$

Por tanto, la interferencia disminuye hasta hacerse tolerable o despreciable mediante la reducción de impedancias de los electrodos con la limpieza de la zona de contacto de la piel con los electrodos.

En los cables de medida, además de su acoplamiento con la red, es importante considerar su impedancia y de qué forma altera el estudio realizado. Se utiliza en la adquisición un cable de impedancia $100 pF/m$. Como se utiliza una longitud aproximada de un metro, la impedancia del cable es de $Z_{CABLE} = 100 pF$ que se sitúa en paralelo a la impedancia en modo común del amplificador ($Z_{mc} = 7.5 M\Omega$), de forma que se obtiene una nueva impedancia en modo común menor por el efecto del cable de medida de $Z_{mcable} = Z_{CABLE} || Z_{mc} \approx 6 M\Omega$. La mayor incidencia de esta disminución está en el CMRR que disminuye a un valor de 1214 (ver ecuación 3.8) y el incremento del efecto de la tensión en modo común como se vio en la ecuación 3.9.

Debido a ello, se obtiene una tensión a la salida del amplificador de $5.16 \cdot 10^{-5} V$ con máximo desequilibrio en la impedancia de electrodos, tan solo ligeramente superior a la obtenida en el análisis anterior. Sin embargo, en el caso que se hubiera utilizado un cable de 9 metros, la tensión habría alcanzado el valor de $1.29 \cdot 10^{-4} V$ acercándose a valores típicos de amplitud de la señal EMG. Por ello, se toma la precaución de utilizar un cable con la longitud estrictamente necesaria durante la adquisición.

3.4.4.4 Interferencias externas inductivas

Son debidas al campo magnético producido por la presencia de la red eléctrica. Aparece una tensión inducida en el bucle formado por los cables de medida de los electrodos que se calcula a partir de la siguiente expresión [Webster, 1988]:

$$v_{ind} = k \cdot B\omega A$$

siendo:

- k : parámetro relacionado con la orientación del campo magnético ($0 < k < 1$).
- B : densidad del flujo magnético (típicamente $3 \cdot 10^{-7} T$).
- A : área formada por los cables de medida.

En el caso peor que $k=1$, se obtiene un fuerza electromotriz inducida, que interfiere de forma diferencial, de $9.42 \cdot 10^{-5} V$. Esta tensión, aunque menor, es cercana a los valores típicos de la señal bioeléctrica. En consecuencia se disminuye considerablemente su valor mediante el trenzado de los cables durante la adquisición.

3.5 Sistema de adquisición digital

3.5.1 Tarjeta A/D

La tarjeta de adquisición utilizada es la DT2801-A de *Data Translation, Inc.*. Sus especificaciones técnicas de más interés son:

- Entradas analógicas: 16 canales unipolares
- Resolución: 12 bits
- Fondo de escala (seleccionado): $\pm 5 V$
- Código de datos de salida: Offset binary
- Frecuencia máxima de muestreo: 27.5 kHz con DMA
- Frecuencia máxima de adquisición
y transferencia a disco: 27.5 kHz (con GLOBAL.LAB)
- Impedancia de entrada: 100 M Ω , 10 pF
- 'Crosstalk' de canal: -80 dB a 1kHz
- Tiempo de conversión A/D: 10 μs
- Incertidumbre en la apertura Sample & Hold: 10 ns

La tarjeta no permite seleccionar distintas frecuencias de muestreo para varios canales al poseer un único *sample&hold*. Por tanto, se escoge la frecuencia adecuada para la señal registrada con mayor ancho de banda que en este caso es la señal EMG ($Bw=8-1300$ Hz). Para evitar aliasing se elige una frecuencia de muestreo (4000 Hz) por encima del doble del ancho de banda de la señal electromiográfica. Esto supone una frecuencia total de adquisición de 12 kHz ya que convierte muestras alternadamente de los tres canales.

La resolución de 12 bits es suficiente para despreciar el error de cuantificación del conversor en la señal biomédica registrada, respecto a los niveles de amplitud en que se almacena en el ordenador personal:

$$\text{error de cuantificación} = \pm \frac{\text{Fondo de escala}}{2 \cdot 2^{11}} = \pm 1.2 \text{ mV}$$

El 'Crosstalk' es también suficientemente reducido y los tiempos de conversión e incertidumbre en la apertura del conversor son muy pequeños respecto al período de muestreo seleccionado en la adquisición de $250 \mu s$. La impedancia de entrada de la tarjeta ($100 M\Omega$) es muy superior a la impedancia de salida del amplificador (500Ω) evitando el efecto de carga en la cadena de adquisición.

Los parámetros de la tarjeta, el modo de adquisición, en DMA, y la selección de variables de cada registro se configura mediante el software GLOBAL.LAB de alto nivel.

3.5.2 Ordenador Personal

Para la digitalización y almacenamiento de las diferentes señales se utiliza un ordenador personal COMPAQ 386/25. Funciona con un microprocesador 386, un reloj de 25 MHz y una memoria RAM de 4 Mbytes. Para guardar las señales se dispone de dos discos duros de 40 y 160 Mbytes de capacidad. En el primero está ubicado el paquete software GLOBAL.LAB que gestiona la adquisición. El segundo queda libre para guardar señales.

3.6 Detección de la zona de inervación

En el apartado 1.3.2 se ha mencionado que la DEP de la señal EMG sufre un desplazamiento en frecuencia debido a los cambios en la velocidad de conducción de las fibras musculares que está asociada a la fatiga y actividad muscular localizada.

El potencial de acción de unidad motora se produce en la zona de inervación de la fibra muscular y se propaga en direcciones opuestas hacia los tendones [Roy y otros, 1986][Shiraishi y otros, 1995].

Unos electrodos situados justo sobre la zona de inervación registraría de forma errónea la velocidad de conducción al bifurcarse en ese punto el potencial de acción. Por con-

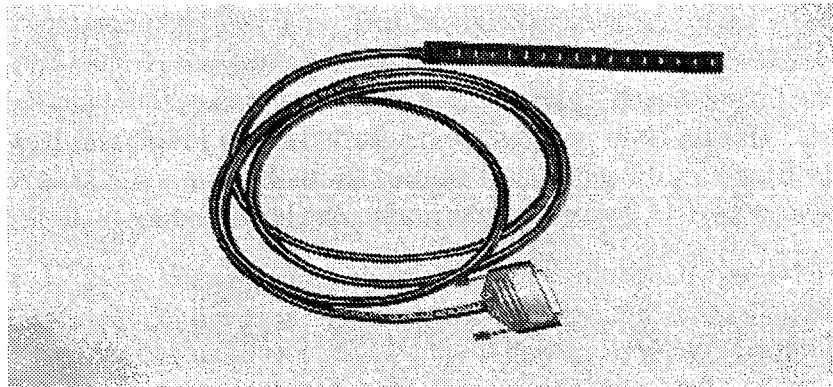


Figura 3.12: *Matriz lineal de electrodos de superficie para la detección de la zona de inervación.*

siguiente, los electrodos tienen que ser situados relativamente lejos de esta zona y los tendones.

La zona de inervación del músculo ECM se detecta por medio de una matriz lineal de electrodos superficiales (ver figura 3.12) y una adquisición diferencial. La matriz consta de 16 electrodos separados una distancia de 1 cm entre ellos. La adquisición se realiza durante una estancia de investigación en el *Laboratorio di Ingegneria del Sistema Neuromuscolare e della Riabilitazione Motoria* del *Politecnico di Torino* dirigido por el Dr. R. Merletti.

En la figura 3.13 se observa la zona de inervación en el electrodo 4, situado 5 cm por debajo del apéndice hioideo, donde el potencial de acción se propaga en dos direcciones y la amplitud de la señal es menor. Por tanto, los dos electrodos se sitúan por debajo de este lugar durante las adquisiciones en los protocolos del estudio del músculo respiratorio.

3.7 Discusión y conclusiones

Se ha tenido en cuenta los siguientes pasos y consideraciones para realizar la adquisición de las señales miográficas en buenas condiciones para su posterior tratamiento y extracción de características y parámetros relacionados con la actividad muscular:

- Se ha analizado las características de los transductores utilizados en el registro de señales, especialmente el sensor de contacto para la adquisición de la señal VMG. Su característica de respuesta frecuencial, peso, amortiguamiento y rigidez permite estudiar la función de transferencia del micrófono. Se comprueba que esta función no altera la señal VMG del músculo ECM que se registra en el presente estudio, aconsejando su utilización. Sin embargo, la función de transferencia del acoplamiento del micrófono atenúa componentes frecuenciales superiores a 20 Hz. Aunque a estas frecuencias apenas hay componentes de la señal VMG, se determina la mayor fiabilidad de resultados relativos en estudios comparativos o de evolución respecto a los resultados absolutos.

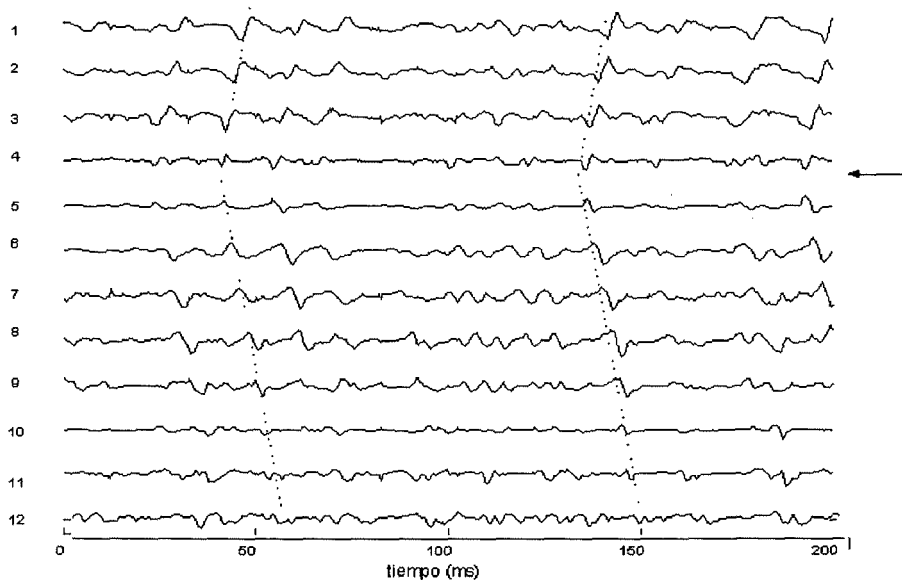


Figura 3.13: Ejemplo de señales EMG superficiales del músculo ECM con una matriz lineal de electrodos. Muestra unidades motoras individuales y la zona de inervación señalada con una flecha. La distancia entre electrodos es de 1 cm. Los canales de los electrodos extremos de la matriz no se presentan por situarse sobre el tendón y no registrarse señal EMG.

- De toda la instrumentación existente en el *Servei de Neumologia* del Hospital se ha analizado diferentes módulos de amplificación y filtrado analógico eligiendo la más adecuada para este estudio, correspondiente a los módulos AC y DC del amplificador de propósito general Grass 8A5LHF. De cada módulo se ha seleccionado las características técnicas de amplificación y filtrado que mejor se adaptan a la morfología de la señal biomédica.
- Se ha realizado un estudio detallado y exhaustivo de las posibles interferencias existentes en la adquisición de la señal EMG. Se ha analizado los casos más desfavorables respecto a los valores típicos que se utiliza habitualmente, y cómo afecta a las señales miográficas en el presente estudio. Las más importantes son las interferencias externas capacitivas e inductivas. Estas últimas se eliminan prácticamente en su totalidad mediante el trenzado de los cables de medida. Para las primeras se determina las siguientes medidas:
 - Las interferencias capacitivas en modo común se reducen mediante el CMRR del amplificador que se ha comprobado en este caso que es suficientemente elevado. Sin embargo, esta reducción disminuye en el caso de desequilibrio en la impedancia de los electrodos. Por consiguiente, se intenta reducir esta diferencia mediante la limpieza de la zona de contacto de la piel con el electrodo.

- Las interferencias capacitivas en modo diferencial tienen dos orígenes: acoplamiento de la red eléctrica con el sujeto, y con los cables de medida. El primero genera una señal interferente de amplitud un orden de magnitud inferior a los valores típicos de la señal EMG y no hay otra posibilidad de reducción más que mejorar las condiciones de la sala o alejar al máximo el paciente de las líneas de la red eléctrica como se opta en el presente estudio. El acoplamiento con los cables de medida resulta crítico en la medida y se reduce utilizando cables apantallados conectando cada pantalla a la masa del amplificador, además de reducir el desequilibrio entre electrodos. De esta manera la interferencia se hace tolerable o despreciable.

También se ha escogido una longitud de los cables máxima de 1 metro ya que al calcular la reducción que se produce en la impedancia en modo común del módulo de amplificación, ésta no aumenta en exceso las interferencias en modo común de la adquisición.

- Se ha evaluado las prestaciones de la tarjeta de adquisición existente en el Hospital observando que se puede adaptar a las necesidades del presente estudio. Además, el ordenador personal utilizado, aunque es de gama media, es suficiente para el registro de los tres canales de adquisición.

Por consiguiente, gracias a los análisis y precauciones tomados en la instrumentación utilizada se ha realizado una adquisición de las señales miográficas con la suficiente garantía para poder aplicar posteriormente diferentes técnicas de procesado de señal y extracción de parámetros.