

T Fer



UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA
DEPARTAMENT D'ENGINYERIA ELECTRÒNICA

**OBTENCIÓN DE MICROPOTENCIALES
CARDÍACOS LATIDO A LATIDO POR VÍA
SUPERFICIAL**



BIBLIOTECA RECTOR GABRIEL FERRATE
Campus Nord

Tesis presentada para la
obtención del título de doctora

Mireya Fernández Chimeno
Director: Dr Ramon Pallás Areny

Barcelona, Abril de 1996.

*Al Ferran
la Diana i l'Alícia*

Ara que ja s'ha acabat tot això només em queda donar les gràcies a tots aquells que d'alguna manera o altra heu fet possible que arribés fins aquí.

En primer lloc als meus Pares i al Ferran, que sempre m'han fet tirar endavant en aquells moments en que es veu tot negre i es tenen ganes d'engegar-ho tot a rodar...

Després a l'Albert, per ser un bon amic i estar sempre disposat a escoltar tot allò que li volia explicar encara que tingués molta feina. (inclòs quan està a molts quilòmetres de distància). A l'Alfonso que mai diu que no per molt estranyes que siguin les coses que li demanes. Al Xavier, el Pere, el Ramonet, el Miquel, el Màrius, el Juan i el Miquel Àngel per els seus "petits" ajuts...(si, ja se que molts de vosaltres porteu un títol davant i que en els agraïments s'acostuma a posar, però jo prefereixo donar les gràcies als meus amics...)

A la Neska per fer-me companyia en aquelles llargues hores en que intentava escriure alguna cosa que tingues cap i ulls...

A la CIRIT pel seu ajut, i a l'Albert Fandós, en Carles Virgili i la Núria Homar pel seu ajut "desinteressat" en l'elaboració d'aquesta tesi.

I finalment al Ramon Pallás que d'alguna manera ha estat el pare de tot això.

A tots vosaltres i als que hem deixat moltes gràcies.

Abril de 1996

ÍNDICE.

1 INTRODUCCIÓN

2 LA ELECTROCARDIOGRAFÍA DE ALTA RESOLUCIÓN

| | |
|--|-------------|
| 2.1 ORIGEN Y EVOLUCIÓN HASTA EL PRESENTE. | 2.1 |
| 2.2 LAS SEÑALES EN LA ELECTROCARDIOGRAFÍA DE ALTA RESOLUCIÓN. | 2.6 |
| 2.2.1 POTENCIALES DEL NODO SINOAURICULAR. | |
| ACTIVIDAD PREAURICULAR. | 2.6 |
| 2.2.2 LA SEÑAL DEL HAZ DE HIS. | 2.7 |
| 2.2.3 REGISTROS DE LA ACTIVIDAD ELÉCTRICA DEL NODO AURÍCULOVENTRICULAR. | 2.9 |
| 2.2.4 POTENCIALES VENTRICULARES TARDÍOS. | 2.10 |
| 2.2.5 POTENCIALES AURICULARES TARDÍOS. | 2.11 |
| 2.2.6 COMPONENTES DE ALTA FRECUENCIA EN EL QRS. | 2.11 |
| 2.3 PROCEDIMIENTOS Y MEDIDAS EN EAR | 2.12 |
| 2.3.1 CARACTERÍSTICAS DEL SISTEMA DE ADQUISICIÓN. | 2.12 |
| 2.3.2 DETECCIÓN DE POTENCIALES VENTRICULARES TARDÍOS. | 2.12 |
| 2.3.3 DETECCIÓN DE LA SEÑAL DEL HAZ DE HIS. | 2.14 |
| 2.4 TÉCNICAS DE REDUCCIÓN DE RUIDO. DETECCIÓN LATIDO A LATIDO MEDIANTE PROMEDIADO ESPACIAL DE SEÑAL FRENTE AL PROMEDIADO RECURRENTE DE SEÑAL. | 2.15 |

3 FUENTES DE RUIDO EN E.A.R.

| | |
|--|-------------|
| 3.1 EL ENTORNO DE MEDIDA. | 3.1 |
| 3.2 FUENTES DE RUIDO EXTERNAS. | 3.4 |
| 3.2.1 RUIDO DEL SISTEMA BÁSICO DE ADQUISICIÓN. | 3.4 |
| 3.2.2 RUIDO INTRODUCIDO POR EL CIRCUITO DE GUARDA ACTIVA. | 3.11 |
| 3.2.3 RUIDO INTRODUCIDO POR EL CIRCUITO DE REALIMENTACIÓN ACTIVA. | 3.15 |
| 3.2.4 CONCLUSIONES SOBRE LAS FUENTES DE RUIDO EXTERNAS. | 3.20 |
| 3.3 LOS ELECTRODOS. RUIDO EN LA INTERFASE. | 3.22 |
| 3.3.1 EL ELECTRODO COMO INTERFASE PACIENTE-SISTEMA DE MEDIDA. | 3.22 |
| 3.3.2 RUIDO EN ELECTRODOS. | 3.24 |
| 3.3.2.1 Ruido en electrodos conectados cara a cara. | 3.25 |
| 3.3.2.2 Ruido en electrodos sobre el cuerpo humano. | 3.33 |
| 3.3.3 CONCLUSIONES SOBRE EL RUIDO DE LOS ELECTRODOS . | 3.37 |

| | |
|---|-------------|
| 3.4 FUENTES DE RUIDO INTERNAS. | 3.39 |
| 3.4.1 EL ELECTROMIOGRAMA (EMG). | 3.39 |
| 3.4.2 EL EMG DE SOPORTE Y EL EMG RESPIRATORIO. | 3.42 |
| 3.4.3 CONCLUSIONES SOBRE LAS FUENTES DE RUIDO INTERNO. | 3.48 |
| | |
| 4 FUENTES DE INTERFERENCIA EN E.A.R. | |
| | |
| 4.1 FUENTES DE INTERFERENCIA | 4.1 |
| 4.2 LA RED DE DISTRIBUCIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA | 4.2 |
| 4.3 ORIGEN Y ACOPLAMIENTO DE LAS INTERFERENCIAS DE RED | 4.5 |
| 4.4 INTERFERENCIAS DE RED EXTERNAS | 4.11 |
| 4.4.1 INTERFERENCIAS POR CAMPO ELÉCTRICO | 4.11 |
| 4.4.1.1 Acoplamiento sobre el paciente | 4.13 |
| 4.4.1.2 Acoplamiento sobre los electrodos | 4.22 |
| 4.4.1.3 Acoplamiento sobre los cables de medida | 4.28 |
| 4.4.2 INTERFERENCIAS POR CAMPO MAGNÉTICO | 4.34 |
| 4.4.2.1 Interferencias por corrientes inducidas en el interior del paciente por un campo magnético exterior. | 4.35 |
| 4.4.2.2 Interferencias por tensiones inducidas en el bucle de medida por un campo magnético exterior. | 4.38 |
| 4.5 INTERFERENCIAS INTERNAS DEL SISTEMA DE MEDIDA | 4.39 |
| 4.5.1 INTERFERENCIAS DEBIDAS A NO IDEALIDADES DEL TRANSFORMADOR DE LA FUENTE DE ALIMENTACIÓN. | 4.40 |
| 4.5.1.1 Desequilibrios en el transformador de la fuente de alimentación | 4.41 |
| 4.5.1.2 Interferencias debidas al acoplamiento capacitivo entre primario y secundario. | 4.48 |
| 4.5.2 ACOPLAMIENTOS CAPACITIVOS EN EL INTERIOR DEL EQUIPO | 4.49 |
| 4.5.3 INTERFERENCIAS SUPERPUESTAS A LAS TENSIONES CONTINUAS DE ALIMENTACIÓN (PSRR LIMITADO). | 4.51 |
| 4.6 INTERFERENCIAS DE LÁMPARAS FLUORESCENTES | 4.52 |
| 4.7 OTRAS FUENTES DE INTERFERENCIAS | 4.57 |
| 4.8 CONCLUSIONES | 4.58 |

5 REDUCCIÓN DE RUIDO E INTERFERENCIAS EN LA DETECCIÓN DE MICROPOTENCIALES CARDÍACOS LATIDO A LATIDO.

| | |
|--|-------------|
| 5.1 DETECCIÓN LATIDO A LATIDO | 5.1 |
| 5.2 REDUCCIÓN DE RUIDO E INTERFERENCIAS MEDIANTE HARDWARE | 5.3 |
| 5.2.1 TÉCNICAS HARDWARE DE REDUCCIÓN DE RUIDO | 5.3 |
| 5.2.1.1 Relación señal a ruido en una señal E.A.R. | 5.3 |
| 5.2.1.2 Reducción del EMG mediante técnicas de relajación. | 5.7 |
| 5.2.2 TÉCNICAS HARDWARE DE REDUCCIÓN DE INTERFERENCIAS | 5.10 |
| 5.2.2.1 Reducción de interferencias debidas a campos eléctricos | 5.10 |
| 5.2.2.1.1 Reducción de interferencias por acoplamiento capacitivo sobre el paciente. | 5.10 |
| 5.2.2.1.2 Reducción de interferencias por acoplamiento capacitivo sobre los electrodos | 5.12 |
| 5.2.2.1.3 Reducción de interferencias por acoplamiento capacitivo sobre los cables de medida | 5.13 |
| 5.2.2.2 Electrodo apantallados para la reducir interferencias capacitivas | 5.15 |
| 5.2.2.3 Electrodo activos para reducir interferencias capacitivas. | 5.18 |
| 5.2.2.4 Reducción de interferencias debidas a campos magnéticos. | 5.22 |
| 5.2.2.5 Reducción de interferencias internas | 5.24 |
| 5.3 TÉCNICAS DE REDUCCIÓN SOFTWARE | 5.26 |
| 5.3.1 EL FILTRADO ADAPTATIVO | 5.26 |
| 5.3.1.1 Sistemas adaptativos. Definición, características y clasificación. | 5.26 |
| 5.3.1.2 El problema del filtrado. El filtro óptimo | 5.29 |
| 5.3.1.3. El filtro adaptativo | 5.31 |
| 5.3.1.4. Cancelación adaptativa de ruido | 5.32 |
| 5.3.1.5 Realzador adaptativo de señal | 5.34 |
| 5.3.1.6 Algoritmos | 5.35 |
| 5.3.2 REDUCCION DE INTERFERENCIAS MEDIANTE FILTRADO ADAPTATIVO | 5.38 |
| 5.3.3 REDUCCIÓN DE RUIDO MEDIANTE FILTRADO ADAPTATIVO | 5.45 |
| 5.3.4 REDUCCIÓN DE RUIDO MEDIANTE PROMEDIADO ESPACIAL | 5.49 |
| 5.4 CONCLUSIONES | 5.54 |

6 RESULTADOS EXPERIMENTALES

| | |
|---|-------------|
| 6.1 MÉTODO DE EVALUACIÓN | 6.1 |
| 6.2 DETECCIÓN DE LA SEÑAL DEL HAZ DE HIS | 6.4 |
| 6.3 CONCLUSIONES | 6.14 |

7 CONCLUSIONES

| | |
|---|------------|
| 7.1 CONCLUSIONES SOBRE LAS FUENTES DE RUIDO. | 7.2 |
| 7.2 CONCLUSIONES SOBRE LAS FUENTES DE INTERFERENCIAS | 7.4 |
| 7.3 CONCLUSIONES SOBRE LOS MÉTODOS DE REDUCCIÓN DE RUIDO E INTERFERENCIAS. | 7.6 |
| 7.4 CONCLUSIONES SOBRE LA DETECCION DE LA SEÑAL. | 7.8 |

REFERENCIAS

Capítulo 1
INTRODUCCIÓN

El desarrollo de la electrocardiografía es un claro ejemplo de como el nacimiento de una herramienta de diagnóstico clínico, depende fuertemente de los avances tecnológicos en otras disciplinas como es el caso de la instrumentación electrónica.

El electrómetro capilar fue el primer instrumento con la suficiente sensibilidad para registrar potenciales del corazón humano desde la superficie del cuerpo, aunque su velocidad de respuesta era algo lenta. En 1888 August Desiré Waller registró el primer electrocardiograma humano mediante dicho instrumento. Con los registros realizados mediante este primitivo instrumento, los investigadores del siglo XIX establecieron la notación utilizada en los electrocardiogramas, que aún hoy en día sigue en uso.

La notación de las ondas del electrocardiograma, P, Q, R, S, T y U fue propuesta por Willem Einthoven. Einthoven estaba convencido de la gran utilidad que el ECG podía tener en el diagnóstico de enfermedades cardíacas; el único escollo que se debía salvar era conseguir un instrumento de registro de mayor precisión. La solución llegó con el galvanómetro de cuerda. Con dicho instrumento, Einthoven consiguió registrar los primeros ECG de calidad.

Además de encontrar un instrumento de registro adecuado para el ECG y de la creencia firme de que el ECG era una poderosa herramienta de diagnóstico clínico, la mayor contribución de Einthoven a la electrocardiografía fue establecer la ley que relaciona los potenciales obtenidos en las derivaciones estándar I, II y III, registradas en las extremidades.

En 1914 el ECG era una herramienta de diagnóstico clínico en Leiden, Londres, Nueva York y algunos centros de Alemania y Austria-Hungría. En este periodo se realizaron los primeros estudios sobre arritmias, ECG en ejercicio y ritmo cardíaco fetal. El pionero en los estudios de las anomalías en el ECG fue Lewis. Desde el punto de vista de la instrumentación, supuso un gran avance el uso habitual de amplificadores de válvulas y de osciloscopios a partir de los años 20. Las ventajas de la amplificación eran evidentes. Con instrumentos menos sensibles se podían conseguir registros electrocardiográficos fácilmente. Lo que no era tan evidente eran los inconvenientes que presentaba el uso de amplificadores, entre ellos el elevado

coste y la presencia de las derivas e interferencias en los registros provenientes de otros instrumentos o de las instalaciones eléctricas de los edificios.

Desde aquellos primeros pasos hasta el momento han pasado casi 80 años, y la electrocardiografía ha avanzado muchísimo como herramienta de diagnóstico clínico. La práctica de ECG superficiales e intracavitarios es habitual en muchos centros hospitalarios. De la electrocardiografía tradicional han nacido subdisciplinas como la electrocardiografía de alta resolución, que intenta desarrollar nuevas herramientas de diagnóstico y prevención para algunas cardiopatías, y sustituir los registros realizados mediante medidas invasivas por registros desde la superficie del cuerpo.

Pero alguno de los inconvenientes que surgieron con el uso de los amplificadores en los años 20 aún no ha sido totalmente subsanado. Las interferencias siguen siendo uno de los principales problemas en la electrocardiografía, y más aún en la electrocardiografía de alta resolución. El ruido electrónico como el EMG, si bien no constituyen un problema en la electrocardiografía tradicional, es uno de los mayores obstáculos en las medidas de alta resolución.

Existen diversas técnicas que permiten la reducción de ruido e interferencias a base de utilizar herramientas de procesado de señal recurrentes, como es el caso del promediado coherente de señal. Pero dichas técnicas no permiten visualizar eventos que sólo ocurran en algunos ciclos cardíacos y por ello son del todo inadecuadas para el diagnóstico de algunas cardiopatías como los bloqueos de segundo grado, diagnóstico que sigue haciéndose mediante medidas invasivas.

El objetivo de esta tesis es demostrar la viabilidad de la detección de micropotenciales cardíacos, en concreto de la señal del haz de His, latido a latido mediante medidas no invasivas, es decir, desde la superficie del cuerpo y utilizando técnicas de reducción de ruido e interferencias no recurrentes. Para detectar la señal del haz de His latido a latido es necesario que el nivel de ruido e interferencias presente en el registro sea extremadamente bajo. Para conseguir estos niveles de ruido e interferencias es necesario conocer en profundidad las fuentes y mecanismos que provocan su presencia en un ECG.

De este objetivo principal de la tesis se desprenden cuatro objetivos secundarios: el conocimiento de las fuentes de ruido presentes en el ECG, el conocimiento de las fuentes de interferencia y sus caminos de acoplamiento, el desarrollo de técnicas de reducción de ruido e interferencia que permitan la detección

de la señal latido a latido y el establecimiento de las condiciones óptimas para la detección de la señal. Cada uno de estos subobjetivos constituye un capítulo de esta tesis.

La tesis está estructurada en 7 capítulos incluyendo esta introducción y las conclusiones. En el segundo capítulo se da una visión general del estado del arte de la electrocardiografía de alta resolución, haciendo un repaso de las técnicas de registro utilizadas para la detección de la mayor parte de micropotenciales cardíacos, ya sea a nivel de laboratorio de investigación o a nivel hospitalario, y de los porcentajes de éxito obtenidos en estas detecciones.

El tercer capítulo está dedicado al estudio de las fuentes de ruido presentes en el ECG. Para ello se define un entorno de medida, y se clasifican las fuentes de ruido en tres categorías, según provengan del exterior del paciente, de su interior o de la interfase entre el paciente y el mundo exterior, los electrodos. Se estudia la contribución que cada una de estas fuentes de ruido tiene en el ruido final del registro. Además se establece un modelo para el ruido de los electrodos, que hasta el momento no había sido caracterizado, considerando sólo que su contribución al ruido total era el ruido térmico asociado a la parte real de su impedancia. En este capítulo se demuestra que esta creencia no es cierta a bajas frecuencias. En cuanto al EMG, se establecen dos tipos de EMG presentes en el registro, el EMG del tejido de sostén y el EMG respiratorio, y a través del estudio de la musculatura torácica y asociada al proceso respiratorio se llega a establecer una derivación donde el nivel de EMG presente es menor.

El capítulo 4 estudia las fuentes de interferencia y los caminos de acoplamiento de dichas interferencias. En primer lugar se establece la distinción entre las interferencias que provienen del exterior del equipo de medida, interferencias externas, y las que provienen de su interior, interferencias internas.

Hasta el momento, el problema de las interferencias internas era solucionado utilizando baterías para la alimentación del equipo. Pero el uso de equipos multicanal, y el hecho de que los amplificadores de calidad no siempre son de bajo consumo, desaconsejan este tipo de solución. Mediante un estudio detallado de la génesis de estas interferencias internas en el interior del equipo, se han podido establecer unos criterios mínimos de diseño que permiten alimentar un equipo multicanal, conectándolo a la red y con un nivel de interferencias lo suficientemente bajo para la detección de micropotenciales.

Para las interferencias externas se ha desarrollado un modelo de acoplamiento más completo que los publicados hasta la fecha, que incluye el acoplamiento sobre los electrodos de medida, realizándose un estudio completo de la presencia de interferencias en equipos de registro de dos y tres electrodos, aislados y no aislados, llegándose a través de él, junto con el resultado del estudio de las interferencias internas, a una configuración óptima para el equipo de registro.

También se han considerado las interferencias que provienen de equipos o dispositivos que trabajan dentro del entorno de medida y cuya presencia no es evitable, como es el caso de las pantallas de los ordenadores que controlan los sistemas de adquisición o las lámparas fluorescentes utilizadas en la iluminación de la sala.

El capítulo 5 esta dedicado a las técnicas de reducción de ruido e interferencias para la detección latido a latido. Se ha abordado el problema desde dos frentes. En el primero se consideran todas aquellas técnicas de reducción de ruido e interferencias que no precisan de ningún tipo de procesado de señal para su aplicación y que se han englobado bajo el epígrafe de técnicas de reducción "hardware". Entre estas técnicas se encuentran el uso de electrodos apantallados y activos, el apantallamiento del paciente con láminas metálicas conductoras, para la reducción de interferencias, y el uso de técnicas de relajación y de derivaciones determinadas para la reducción de EMG. Entre las técnicas de reducción que precisan de procesado de señal (técnicas de reducción "software") se han considerado el filtrado adaptativo y el promediado espacial de señal para la reducción de ruido, y el filtrado adaptativo para la reducción de interferencias.

En el capítulo 6 se detallan los resultados experimentales obtenidos al aplicar las técnicas de reducción descritas en el capítulo 5, estudiándose los casos extremos y llegándose a unas condiciones óptimas para la detección de la señal. Los criterios de detección establecidos están basados en los resultados publicados por algunos autores.

Finalmente en el capítulo 7 se exponen las conclusiones de la tesis.

Capítulo 2
LA ELECTROCARDIOGRAFÍA
DE ALTA RESOLUCIÓN.

2.1 ORIGEN Y EVOLUCIÓN HASTA EL PRESENTE

“ El electrocardiograma, por sí mismo, aporta muy poca información acerca de la actividad eléctrica del corazón”. Esta afirmación, debida a Cranefield y Hoffman, apareció en un editorial del Journal of Electrocardiology en 1968.(Sherlag B.J. and Lazzara R. 1992).

En el electrocardiograma convencional obtenido en la superficie del cuerpo, sólo hay información sobre la despolarización de las aurículas y los ventrículos (onda P y complejo QRS) y sobre la repolarización de los ventrículos (onda T). Sin embargo el electrocardiograma no aporta información directa sobre la actividad eléctrica del resto de las partes constituyentes del corazón como el nodo sinoauricular, el nodo aurículoventricular, el haz de His o el sistema de Purkinje.

Cranefield y Hoffman abrieron el camino para el estudio de la actividad eléctrica del corazón que queda oculta en el electrocardiograma superficial convencional. Dicho estudio recibe el nombre de Electrocardiografía de Alta Resolución (EAR).

Paralelamente al trabajo de Cranefield y Hoffman, se realizaron las primeras investigaciones encaminadas a la obtención de la señal del haz de His por vía intracardiaca, mediante la introducción de un catéter hasta el corazón. Los primeros experimentos los realizó Scherlag en el año 1967 sobre perros y en el año 1968 aplicó técnicas parecidas sobre seres humanos. Este método invasivo de registro de la actividad del segmento PR del electrocardiograma proporcionó el impulso para el estudio de la mayoría de las arritmias. Hasta aquel momento, se había considerado que el segmento PR era isoelectrico, y de hecho lo sigue siendo en registros electrocardiográficos convencionales (Berbari E.J. 1988).

El registro de potenciales ventriculares tardíos (VLP), señales de bajo nivel que aparecen después del complejo QRS, al igual que el registro de la señal del haz de His, empezó en un laboratorio de investigación animal. En 1969, Han registró la actividad eléctrica en la superficie del corazón de perros que padecían isquemia de miocardio aguda, y observó una activación tardía del miocardio. Potenciales similares fueron registrados por Durrer y colaboradores en 1971.

La relación entre la presencia de potenciales ventriculares tardíos y las arritmias fue demostrada por Boineau y Cox, y Waldo y Kaiser en 1973, y por Sherlag y colaboradores en 1974.

El promediado de señal es uno de los cimientos de la electrocardiografía de alta resolución. La evolución de las técnicas de promediado de señal fue paralela a los primeros estudios de EAR. Sus inicios fueron en el campo de la neurología con un relativo éxito en la obtención de potenciales evocados visuales.

Este tipo de técnicas de reducción de ruido fueron utilizados por otros investigadores en otros campos, como por ejemplo para separar el ECG de un feto del de su madre, para la detección de la onda P del ECG o para la reducción de ruido del electrocardiograma en ejercicio.

A principios de los años 70, Berbari desarrollo técnicas no invasivas para registrar la actividad cardíaca del corazón en el segmento PR y los potenciales del nodo aurículoventricular. Al mismo tiempo, otros grupos de investigadores (Flowers, Stopczyk) consiguieron registrar potenciales cardíacos con técnicas de EAR.

Durante toda la década de los años 70 se siguió trabajando en estos temas y en el año 1981 se celebraron dos simposia internacionales en Niza y Colonia que ayudaron a establecer el alcance de la electrocardiografía de alta resolución para registrar señales cardíacas de bajo nivel en individuos sanos y enfermos. De estas sesiones nació un foco de interés en los potenciales ventriculares tardíos, desarrollándose dos técnicas de registro: con promediado o latido a latido (en tiempo real). En 1979 nació el primer sistema comercial de registro de electrocardiogramas promediados, el MAC-I Hi-Res de Marquette Electronics.

Uno de los avances más importantes en el campo de los potenciales ventriculares tardíos que contribuyó al aumento de su interés clínico, fueron los trabajos de Michael Simson. Simson realizó numerosas medidas sobre pacientes y estableció una relación entre la presencia de potenciales ventriculares tardíos en el ECG y las taquicardias ventriculares espontáneas en estos pacientes. En 1981 Simson introdujo el diagnóstico automático de los potenciales ventriculares tardíos (VLP).

En el campo del procesado de señal aplicado a la detección de micropotenciales cardíacos los avances más importantes fueron la aplicación del filtrado bidireccional, que no introduce errores en la fase de la señal, así como la utilización de las derivaciones ortogonales XYZ y el módulo del vector que forma, como la herramienta de registro más empleada en la adquisición de potenciales ventriculares tardíos, introducida por Simson en 1981 como parte de su sistema automático de detección de VLP.

En 1991 la American Heart Association publicó un primer intento de normalización del registro y análisis de los potenciales ventriculares tardíos (AHA Medical Scientific Statement, 1991).

En la actualidad en electrocardiografía de alta resolución hay varias líneas de trabajo, enfocadas tanto al estudio de las señales en el dominio frecuencial como en el dominio temporal, y a la monitorización.

Dentro del estudio de los micropotenciales cardíacos en el dominio frecuencial existen varias líneas de trabajo:

- Análisis espectral: en este caso se analizan las componentes de alta frecuencia del espectro obtenido a partir de una ventana temporal de la señal, así como el área del espectro a altas frecuencias (60 Hz - 120 Hz) y la relación del área del espectro a alta frecuencia con el área total del espectro.
- Análisis espectro-temporal: Aplicación de mapas espectro-temporales a la detección de cardiopatías asociadas a la presencia o ausencia de micropotenciales cardíacos. Relacionadas con los mapas espectro-temporales se han desarrollado diferentes técnicas de procesado de señal:
 - * Distribuciones de Wigner-Ville que permiten obtener mapas espectro-temporales sin tener un compromiso en la resolución tiempo-frecuencia.
 - * Determinación adaptativa de la frecuencia, que es un método basado en modelos autorregresivos caracterizado por una resolución frecuencial elevada en segmentos temporales de señal muy cortos sin el uso de funciones de enventanado.

* Análisis de turbulencias espectrales, donde se estudian cambios abruptos frecuentes, en la característica frecuencial de la velocidad de los frentes de onda

Las líneas de trabajo en el dominio temporal van encaminadas a la obtención de micropotenciales cardíacos latido a latido. Entre las técnicas de procesado de señal que se apuntan para dicho propósito destacan:

- El promediado espacial de señal, que lleva asociado el estudio de las derivaciones óptimas para lo obtención de los diferentes micropotenciales cardíacos, así como las diferentes funciones de ponderación que se pueden aplicar a dicho promediado.
- La aplicación de filtrado adaptativo monocanal o multicanal, para reducir el ruido del electrocardiograma. Para ello es necesario encontrar señales de referencia adecuadas asociadas a las diferentes fuentes de ruido para poder reducirlas.

La evaluación de los cambios continuos en el electrocardiograma de alta resolución puede ser útil en el estudio de los micropotenciales cardíacos en algunas cardiopatías como la isquemia , o en períodos precedentes a arritmias ventriculares. La monitorización en electrocardiografía de alta resolución proporciona los datos necesarios para dicho estudio. Existen sin embargo algunas limitaciones en los monitores actuales que dificultan el desarrollo de la aplicación de la monitorización a EAR. Por una parte están las limitaciones tecnológicas como son el ancho de banda insuficiente de los equipos clásicos, la distorsión de las señales y la carencia de un dispositivo capaz de almacenar el gran volumen de datos que se generaría en una monitorización de este tipo. Por otra parte están las limitaciones de tipo fisiológico, debidas a que un paciente en régimen ambulatorio "genera" mucho más ruido fisiológico que un paciente en cama.

De lo anterior se deduce que las líneas de trabajo en este campo van encaminadas, por una parte, al diseño de equipos capaces de registrar señales de EAR sin distorsión y de almacenar toda la información generada durante la monitorización, y por otra parte al desarrollo de las técnicas de reducción de ruido adecuadas para pacientes ambulatorios, haciendo especial énfasis en la reducción de los artefactos por movimiento, del electromiograma y de los efectos de la respiración.

2.2 LAS SEÑALES EN LA ELECTROCARDIOGRAFÍA DE ALTA RESOLUCIÓN.

Las señales registradas mediante técnicas de electrocardiografía de alta resolución son señales de alta frecuencia y baja amplitud detectadas en la superficie del cuerpo humano.

El margen de amplitud de estas señal varía típicamente entre 1 y 40 μV y su ancho de banda está comprendido entre 25 Hz y 250 Hz, aunque a veces este margen frecuencial se extiende desde 0,5 Hz ó 1,5 Hz hasta 250 Hz.

Mediante un electrocardiograma de alta resolución pueden detectarse varios tipos de micropotenciales cardíacos: potenciales del nodo sinoauricular, la actividad eléctrica del haz de His y las fibras de Purkinje, potenciales del nodo aurículoventricular, potenciales ventriculares tardíos, componentes de alta frecuencia del QRS y potenciales auriculares tardíos.

2.2.1 POTENCIALES DEL NODO SINOAURICULAR. ACTIVIDAD PREAURICULAR.

El nodo sinoauricular es una parte del sistema de conducción especializado del corazón, es le encargado de generar el impulso eléctrico que provoca el latido cardíaco.

A partir de registros intracardíacos realizados con animales se conoce que la despolarización del nodo sinoauricular provoca una señal de variación lenta en forma de rampa que se produce entre 30 ms y 40 ms antes que la despolarización de las aurículas.

Esta actividad preauricular ha sido hallada también en humanos en registros intracardíacos realizados con electrodos situados en un catéter en las proximidades del nodo sinoauricular. El intervalo de tiempo entre el inicio de la actividad preauricular y la despolarización de las aurículas es de entre 40 ms y 80 ms en sujetos sanos, mientras que se considera patológico un intervalo de tiempo mayor de 100 ms.

Los resultados anteriores sugieren que dicha actividad preauricular puede ser registrada en la superficie del cuerpo humano mediante técnicas de EAR si se adaptan dichas técnicas a las características de la señal que se pretende registrar. Es decir dado que la variación de la señal es muy lenta no se puede filtrar paso alto para registrarla, sino que se debe acoplar en continua o con una frecuencia de corte muy baja, por ejemplo 0,05 Hz.

Algunos grupos de trabajo han conseguido registrar este tipo de señales en la superficie del cuerpo utilizando técnicas de promediado de señal (Braun V. et al. 1981, Wajszczuk WJ, et al. 1981 y Hombach V. et al. 1982a) y detecciones latido a latido (Hombach V et al. 1982b), aunque esta segunda técnica parece obtener peores resultados.

A pesar de los anteriores resultados no se ha publicado ningún estudio sistemático que validara los registros externos con registros intracardíacos, Por ello la validez clínica de los registros no invasivos de la actividad eléctrica del nodo sinoauricular es limitada (Hombach V. 1992).

2.2.2 LA SEÑAL DEL HAZ DE HIS

El haz de His y las fibras de Purkinje forman parte del sistema de conducción de los impulsos eléctricos del corazón. En concreto, el haz de His lleva el impulso eléctrico de las aurículas a los ventrículos, y el sistema de Purkinje es el encargado de distribuir el impulso eléctrico a toda la masa ventricular. La señal del haz de His se encuentra localizada en el intervalo PR del ECG. Dentro de este intervalo se definen dos subintervalos, los mismos que se definen en registros intracardíacos. El primero de ellos desde el final de la onda P hasta la señal del haz de His (intervalo AH), y el segundo desde la señal del haz de His hasta el inicio de la activación ventricular (intervalo AV).

El registro de la actividad eléctrica del haz de His, constituyó la primera aplicación clínica del promediado de señal en el campo de la electrocardiografía. En los primeros trabajos se obtenía el registro de la señal del haz de His entre el 30% y el 50% de los casos. Los errores en la detección eran debidos a excesivos errores en el alineamiento del sistema de promediado o a los cambios en la velocidad de conducción del impulso de un latido cardíaco al siguiente.

Los diferentes grupos de trabajo existentes no parecen ponerse de acuerdo en la forma de onda que presenta la actividad eléctrica del haz de His en registros superficiales. Mientras que algunos autores afirman que la señal asociada al haz de His es una rampa ascendente con una zona plana al final (Peper A. et al. 1985), otros autores creen que la señal puede presentar un comportamiento bifásico (Kwok M.C. et al. 1992), trifásico e incluso tetrafásico (Hombach, V. 1992).

Con la mejora del hardware y el software asociado a los equipos de registro se han conseguido detecciones entre el 50% y el 75% de los casos, pero no se han realizado registros sistemáticos de la señal en tiempo real.

Mediante la administración de drogas que alteran la velocidad de conducción del impulso eléctrico entre las aurículas y los ventrículos puede estudiarse la forma de onda de la señal del haz de His en electrocardiogramas superficiales promediados.

A partir de la introducción del promediado espacial como técnica de reducción de ruido se pueden obtener registros superficiales de bajo ruido en los que se puede detectar la señal del haz de His en tiempo real con un éxito entre el 40% y el 60% de los casos, aunque no se ha validado el método mediante registros intracardíacos simultáneos.

Existen tres obstáculos que pueden impedir el registro de la señal del haz de His desde la superficie del cuerpo. El primero es un intervalo AH corto, que provoca que el final de la onda P se superponga a la señal del haz de His enmascarándola total o parcialmente, y dificultando su detección. El segundo obstáculo es una relación señal a ruido baja, producida por un exceso de electromiograma en la zona de registro. El tercer obstáculo es la inexistencia de una derivación óptima para el registro de la señal.

La detección superficial de la señal del haz de His puede ser de utilidad en el seguimiento de los efectos de nuevas drogas que afecten a la velocidad de conducción de los impulsos eléctricos entre la aurículas y los ventrículos, y para monitorizar el efecto de drogas antiarrítmicas ya establecidas. (Hombach V. 1992).

2.2.3 REGISTROS DE LA ACTIVIDAD ELÉCTRICA DEL NODO AURÍCULOVENTRICULAR.

Los primeros intentos de registrar la actividad del nodo aurículoventricular datan de 1907 (Erlanger J. et al. 1907). Desde aquel momento numerosos grupos de trabajo describieron la forma de onda de la señal obtenida mediante registros con electrodos de aguja o electrodos en catéter. Pero no fue hasta el Simposium Internacional de promediado de señal celebrado en Colonia en 1981, en que se estableció la forma de onda de la señal a partir de todos los trabajos realizados anteriormente.

La señal de la actividad eléctrica del nodo aurículoventricular tiene una amplitud entre 1 μV y 10 μV , y precede a la onda asociada a la señal del haz de His un período de tiempo de entre 20 ms y 100 ms.

El registro de los potenciales asociados al nodo aurículoventricular tiene un cierto interés clínico y teórico para estudiar la influencia de algunos fármacos en la velocidad de conducción del nodo aurículoventricular. (Hombach V. 1992)

2.2.4 POTENCIALES VENTRICULARES TARDÍOS

Los potenciales ventriculares tardíos son señales de muy baja amplitud y alta frecuencia que aparecen en la porción terminal del complejo QRS y en el segmento ST del electrocardiograma. Los registros de los potenciales ventriculares tardíos representan el mayor logro en las aplicaciones clínicas de la electrocardiografía de alta resolución.

Los experimentos sobre animales han demostrado que los potenciales ventriculares tardíos están asociados a una conducción lenta en una área dañada del miocardio, generalmente después de un infarto de miocardio. Diversos estudios clínicos sobre humanos han demostrado que los potenciales ventriculares tardíos son un indicador de una inestabilidad eléctrica creciente del ventrículo.

Se ha demostrado que los potenciales ventriculares tardíos son de utilidad clínica en la detección de riesgo de taquicardias ventriculares en pacientes post-infarto de miocardio. La presencia de potenciales ventriculares tardíos en sujetos sanos es bastante rara, entre el 4% y el 6% de la población.

Se ha estudiado la presencia de potenciales ventriculares tardíos en pacientes con diversos tipos de cardiopatías, tales como patologías coronarias, miocardiopatías dilatadas, miocardiopatías hipertróficas obstructivas, estenosis aórtica, síndrome QT y tetralogías de Fallot corregidas quirúrgicamente. La presencia de VLP en pacientes con estos tipos de cardiopatías es variable.

Los cambios dinámicos en los potenciales ventriculares tardíos solo pueden ser detectados en registros en tiempo real (latido a latido). Dichos cambios dinámicos pueden ocurrir cuando hay episodios de latidos ectópicos o tras una estimulación ventricular programada. La utilidad clínica de los cambios dinámicos de los potenciales ventriculares tardíos es todavía desconocida (Hombach V. 1992)

2.2.5 POTENCIALES AURICULARES TARDÍOS

De la misma manera que se estudian los potenciales ventriculares tardíos como indicadores de riesgo de taquicardias ventriculares o muerte cardíaca súbita, también se pueden aplicar técnicas de EAR al estudio de los potenciales auriculares (onda P) para detectar el riesgo de arritmias auriculares. Los potenciales auriculares tardíos suelen aparecer en pacientes con fibrilación auricular paroxística más que en pacientes con taquicardias auriculares.

Los potenciales auriculares tardíos no son sólo de utilidad para detectar arritmias ventriculares. También pueden ser una herramienta de diagnóstico durante pruebas de ejercicio, en la identificación de pacientes con lesiones en la arteria coronaria.

A pesar de los progresos realizados en este campo, la utilidad clínica de los potenciales auriculares tardíos aún está siendo evaluada (Kjellgren O. and Gomes J.A. 1993).

2.2.6 COMPONENTES DE ALTA FRECUENCIA EN EL QRS

En el QRS aparecen a veces señales de alta frecuencia y baja amplitud, en forma de muescas o melladuras, y cuya presencia puede ser utilizada para diagnosticar el riesgo de infarto de miocardio, así como para la detección de hipertrofias ventriculares. Estudios recientes demuestran también que este tipo de señales puede aparecer en pacientes con isquemia de miocardio. La utilidad clínica de este tipo de señales aún está bajo estudio (Reddy B.R.S. et al 1992).

2.3 PROCEDIMIENTOS Y MEDIDAS EN EAR

2.3.1 CARACTERÍSTICAS DEL SISTEMA DE ADQUISICIÓN

Los sistemas de registro para señales EAR deben cumplir una serie de requisitos para adaptarse a las características de las señales que se pretende medir. En 1991 la AHA publicó una norma recomendada para el análisis de potenciales ventriculares tardíos utilizando técnicas EAR.

Las técnicas de procesado de señal que se deben aplicar a la señal registrada para detectar un determinado micropotencial cardíaco difieren bastante dependiendo del micropotencial que se quiera detectar. Sin embargo las características del sistema de adquisición propiamente dicho serán muy parecidas sea cual sea el micropotencial que se pretende registrar. Por tanto se puede tomar la recomendación de la AHA como punto de partida para definir las características del sistema de adquisición.

El sistema de registro debe ser de bajo ruido, y cumplir las normas de seguridad establecidas para corrientes de fugas. No es necesario que los amplificadores de entrada estén protegidos para utilizarlos durante desfibrilación, ya que la EAR no es una técnica utilizada para la monitorización de arritmias. No deben utilizarse filtros de banda eliminada para la supresión de la interferencia de red. El mínimo ancho de banda a utilizar es 0,5 Hz a 250 Hz para el estudio de señales en el dominio temporal y de 0,05 Hz a 250 Hz para el estudio en el dominio frecuencial. La frecuencia de muestreo debe ser como mínimo de 1000 Hz y la resolución mínima del convertidor A/D de 12 b (AHA Medical/Scientific Statement, 1992).

2.3.2 DETECCIÓN DE POTENCIALES VENTRICULARES TARDÍOS.

Los resultados obtenidos en un registro EAR son altamente dependientes de la derivación utilizada. Para el registro de potenciales ventriculares tardíos la AHA aconseja utilizar las derivaciones ortogonales XYZ para poder unificar los resultados obtenidos por los distintos grupos de trabajo, aunque dicha recomendación afirma que se debe profundizar en el estudio para hallar las derivaciones óptimas. Pietersen y Gyomose afirman que debe utilizarse un conjunto de derivaciones ortogonales situado sobre el tórax exclusivamente, sin incluir las extremidades ya que con este tipo de derivaciones el ruido es menor (Pietersen A.H. and Gyomose E. 1991)

El procedimiento a seguir para la detección de los potenciales ventriculares tardíos consiste primero en detectar el complejo QRS de las tres derivaciones ortogonales adquiridas y luego crear una plantilla inicial a partir de la cual se promediarán las tres señales utilizando como criterio de inclusión de un determinado latido en el promediado su correlación con la plantilla definida. Dicha plantilla se va actualizando con los latidos que se promedian. Posteriormente las señales se filtran paso alto, generalmente con un filtro bidireccional, y se calcula el módulo del vector que forman las tres derivaciones ortogonales adquiridas (vector XYZ). Es sobre el módulo de dicho vector que se realiza el análisis para detectar la presencia de potenciales ventriculares tardíos.

Para la detección de potenciales ventriculares tardíos se utilizan tres características del módulo del vector XYZ, la duración total del QRS filtrado paso alto a 40 Hz (TQRSD), la duración de las señales de alta frecuencia y baja amplitud, medida desde el final del QRS hasta el punto donde la señal alcanza los 40 μ V de amplitud y permanece por encima de esta tensión al menos 3 ms (HFLAD), y el valor eficaz de la señal durante los últimos 40 ms (rms40). Los valores de los parámetros anteriores para que existan VLP son según la recomendación de la AHA, TQRSD > 114 ms, HFLAD > 38 ms y rms40 > 20 μ V. Dichos criterios aún no han sido normalizados.

La detección de potenciales ventriculares tardíos latido a latido es una de las líneas de investigación que existen actualmente en EAR. Los resultados obtenidos apuntan a que es posible utilizar la detección latido a latido como herramienta de diagnóstico, si bien dicha técnica aún no es recomendable para el diagnóstico clínico.

2.3.3 DETECCIÓN DE LA SEÑAL DEL HAZ DE HIS.

Para la detección del haz de His en la superficie del cuerpo se han ensayado distintas derivaciones, sin llegar a concluir cuál de ellas es la óptima para el registro de la señal, si bien la configuración de electrodos más “natural” sería aquella situada a lo largo del eje eléctrico (o anatómico) del corazón (Kepski R. et al. 1985).

Berbari, por ejemplo utiliza la derivación X en alguno de sus trabajos (Berbari E.J. 1988) y la derivación bipolar formada por V6-V6r en otros (Berbari E.J. et al. 1979). Homback utiliza derivaciones precordiales bipolares situadas entre el 4° y el 6° espacio intercostal (Homback V., 1992). Kepski y colaboradores utilizan una derivación piramidal con el vértice de la pirámide situado sobre el ápex del corazón y la base con tres electrodos situados, en la línea media clavicolar (costado derecho), el simétrico en el lado izquierdo y en la espalda entre la columna vertebral y la escápula. (Kepski R. et al. 1985). Las derivaciones antero-posteriores también son utilizadas por algunos grupos de trabajo (Goto T. et al. 1985). Flowers y colaboradores utilizan dos conjuntos de derivaciones diferentes, uno formado por tres derivaciones ortogonales (estándar I, V1 y avf) y otro formado por las derivaciones V1 y V2.

El procesado de señal que se aplica para la detección de la señal del haz de His es relativamente sencillo. Habitualmente sólo se realiza un filtrado de la señal y se promedia espacial o temporalmente.

Para detectar la señal, además de las derivaciones mencionadas anteriormente se registra una derivación de referencia que suele ser la estándar II para poder establecer los intervalos de tiempo AH y HV. Para validar la detección de la señal es necesario disponer de una señal de referencia en la que aparezca la señal del haz de His. Esta derivación suele ser una derivación intracardiaca registrada mediante un catéter.

2.4 TÉCNICAS DE REDUCCIÓN DE RUIDO. DETECCIÓN LATIDO A LATIDO MEDIANTE PROMEDIADO ESPACIAL DE SEÑAL FRENTE AL PROMEDIADO RECURRENTE DE SEÑAL.

La relación señal a ruido en la detección de micropotenciales cardíacos en registros superficiales es siempre menor que la unidad. Las señales de interés están enmascaradas siempre, como mínimo, por otros potenciales que se registran simultáneamente a la señal de interés como por ejemplo el EMG. En el registro de biopotenciales, hablar de señal o ruido depende sólo de la aplicación. En el registro de ECG, el electrocardiograma es la señal y el EMG es el ruido, mientras que en el registro del EMG respiratorio, el ECG es el ruido y el EMG la señal.

Generalmente, el ancho de banda de la señal y el ruido son coincidentes en todo o en parte; por lo tanto, es prácticamente imposible separar la señal del ruido mediante técnicas de filtrado lineal clásicas en el dominio de la frecuencia.

El promediado de señal es una técnica que permite la separación de señal y ruido cuando sus anchos de banda son coincidentes. En el caso óptimo para que la eliminación de ruido sea efectiva deben cumplirse dos condiciones:

- 1.- Debe existir una cierta repetitividad de la señal (en el tiempo o en el espacio) de la señal de interés, para poder establecer las secuencias a promediar.
- 2.- El ruido debe ser incorrelado, estacionario y aditivo en cada una de las secuencias a promediar.

En el caso de que alguna de las dos condiciones no se cumpla por completo, la reducción de ruido obtenida será menor que la esperada.

La señal registrada $y(t)$, se puede separar en dos componentes, la señal propiamente dicha $s(t)$ y el ruido $n(t)$.

$$y(t) = s(t) + n(t) \quad (2.1)$$

El promediado de señal consiste en sumar N secuencias de la señal de interés, y dividir por el número de secuencias sumadas. Suponiendo que el ruido es un proceso aleatorio, el ruido promediado será

$$n_p(t) = \sum_{i=1}^N n_i(t) \quad (2.2)$$

donde $n_i(t)$ es el ruido de la secuencia i .

El ruido promediado es también un proceso aleatorio con media y variancia

$$\mu_{np} = E\left[\sum_{i=1}^N n_i(t)\right] = \sum_{i=1}^N E[n_i(t)] = \sum_{i=1}^N \mu_i \quad (2.3)$$

$$\sigma_{np}^2 = E[(n_p(t) - \mu_{np})^2] = E\left[\sum_{i=1}^N (n_i(t) - \mu_i)\right]^2 \quad (2.4)$$

Si el ruido es incorrelado

$$E[(n_i(t) - \mu_i)(n_j(t) - \mu_j)] = 0 \quad (2.5)$$

Entonces la variancia del ruido promediado será

$$\sigma_{np}^2 = \sum_{i=1}^N E[(n_i(t) - \mu_i)^2] = \sum_{i=1}^N \sigma_i^2 \quad (2.6)$$

Si la variancia y la media del ruido son iguales en todas las secuencias

$$\mu_{np} = N\mu_i \quad \sigma_{np}^2 = N\sigma_i^2 \quad (2.7)$$

La desviación típica del ruido sera

$$\sigma_{np} = \sqrt{N}\sigma_i \quad (2.8)$$

Al dividir por N para promediar el valor medio y la desviación típica del ruido se transforman en

$$\mu_{np} = \mu_i \quad \sigma_{np} = \frac{\sigma_i}{\sqrt{N}} \quad (2.9)$$

Como la señal de interés es idéntica en todas las secuencias, el proceso de promediado no le afecta, y por tanto queda inalterada. Sin embargo, la desviación típica del ruido queda dividida por \sqrt{N} .

En el caso ideal el proceso de promediado equivale a un filtro que solo afecta a las componentes de ruido dejando inalterada la señal de interés. En un caso más real, si la señal en las N secuencias no es idéntica, o aparece un tanto desfasada en el tiempo de una secuencia a la siguiente, el filtro actúa también sobre la señal filtrándola paso bajo (Ros H.H. et al. 1981).

La aplicación del promediado de señal a la reducción de ruido en EAR sigue dos vertientes, el promediado recurrente de señal y el promediado espacial de señal. La primera de ellas consiste en promediar temporalmente la señal adquirida. Para ello, el registro completo se divide en N secuencias, alineando cada una de las secuencias a partir de un punto fiducial, generalmente la onda R del ECG, obteniéndose al promediar un único latido cardíaco.

Las ventajas de esta técnica residen en que sólo es necesario registrar una derivación (lo que implica un número mínimo de electrodos), y en que la reducción de ruido que se obtiene es tanto mayor cuantos más latidos se promedian.

El principal inconveniente es que con esta técnica de reducción de ruido sólo pueden verse eventos del ciclo cardíaco que se repitan periódicamente. No es posible detectar un evento que aparezca en un número reducido de ciclos, ya que éste queda eliminado al promediar. Tampoco permite observar la evolución en el tiempo de las distintas ondas que aparecen periódicamente. Además, los errores producidos en el alineamiento de la señal modifican la forma de onda causando un filtrado paso bajo.

Cuando la separación temporal entre el punto fiducial que se utiliza para el alineamiento y la señal de interés varia, el método no se puede aplicar. Tal es el caso de utilizar como punto fiducial la onda R del ECG para detectar la señal del haz de His, ya que el intervalo HV tiene una variabilidad temporal elevada $33,4 \pm 3,06$ ms a $61,4 \pm 2,39$ ms (Tonkin et al. 1981).

La segunda de las vertientes del promediado de señal en EAR es el promediado espacial de señal y surge como alternativa al método anterior, basándose en el mismo principio. Consiste en promediar varias derivaciones adquiridas simultáneamente en zonas próximas del cuerpo. La principal ventaja del promediado espacial de señal frente al promediado temporal es que el primero permite registrar señales que solo aparecen en algunos ciclos cardíacos, así como seguir la evolución temporal de las otras señales.

El principal inconveniente del promediado espacial es que la reducción de ruido obtenida está limitada por el número de derivaciones que se utilizan, y éste viene limitado en primera instancia por el tamaño del tórax.

El número de derivaciones que se pueden promediar no puede ser muy grande ya que para que el método sea efectivo la forma de onda de la señal debe ser similar en todas las derivaciones (como mínimo tener la misma polaridad) y esto limita la zona del tórax donde pueden aplicarse los electrodos.

A pesar de las limitaciones apuntadas anteriormente, el promediado espacial de señal parece uno de los métodos más adecuados para la reducción de ruido en la detección latido a latido de micropotenciales cardíacos en aquellos registros donde el nivel de ruido inicial sea lo suficientemente bajo para que sólo se necesiten pocos promediados para detectar la señal.

Capítulo 3
FUENTES DE RUIDO EN E.A.R.

3.1 EL ENTORNO DE MEDIDA

El entorno de medida donde se adquieren los micropotenciales cardíacos condiciona en gran medida la calidad final de las señales registradas. Dicho entorno rodea al paciente durante el proceso de adquisición e interacciona con él degradando las señales de interés. Marshall afirma que con una relación señal a ruido de 2 a 1 es posible intuir la presencia de una señal inmersa en ruido, y que es necesario una relación señal a ruido de 4 a 1 para poder detectar dicha señal (Marshall I., 1985).

La figura 3.1 muestra los elementos integrantes del entorno de medida, el generador de señal en el cuerpo del paciente, y todas las fuentes de ruido e interferencia que pueden enmascarar la señal de interés. El efecto de algunas de estas fuentes de ruido e interferencia puede eliminarse simplemente mediante filtrado lineal de la señal, pero hay otras fuentes cuyo ancho de banda coincide en todo o en parte con el de la señal que se pretende registrar, y por lo tanto su eliminación es bastante más complicada.

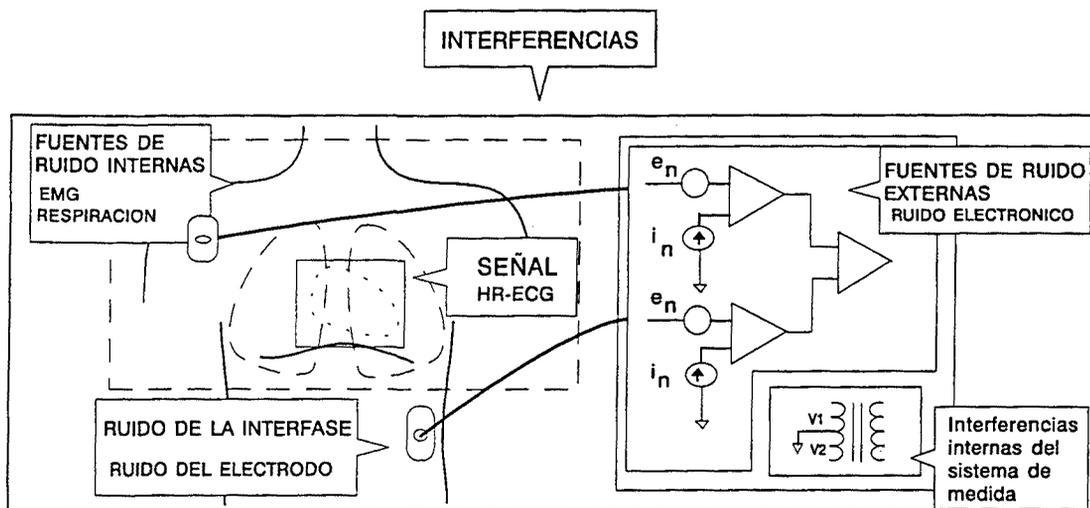


Figura 3.1 Entorno de medida de las señales de E.A.R.

Una fuente de ruido, en el sentido amplio de la palabra, es una fuente que genera cualquier perturbación no deseada que oscurece o interfiere la señal deseada (Motchenbacher C.D. and Fitchen F.C., 1973). La distinción entre fuente de ruido y de interferencia nace de considerar las segunda como una consecuencia de las características del sistema de medida empleado para registrar la señal de interés. Una segunda distinción puede hacerse designando como ruido las perturbaciones no deterministas que afectan a la señal, y como interferencia las que son deterministas.

Las fuentes de ruido presentes en una señal de EAR tienen diferentes orígenes, y según estos se puede hacer una primera clasificación: fuentes de ruido internas, externas y de la interfase entre el interior y exterior del paciente (figura 3.1).

Las fuentes de ruido externas son todos los generadores de ruido electrónico de los elementos del sistema de medida. Las fuentes de ruido internas son todas aquellas señales que se generan en el interior del cuerpo y que se registran simultáneamente a la señal de interés, por ejemplo el EMG, así como todos aquellos procesos fisiológicos que de alguna manera modifican la señal de interés, por ejemplo la respiración. La interfase entre el interior y el exterior del paciente se realiza a través de los electrodos de medida. Por lo tanto, las fuentes de ruido asociadas a esta interfase serán las fuentes que caracterizan el ruido de los electrodos.

La figura 3.1 incluye además las fuentes de interferencia presentes en el proceso de registro de la señal de EAR. Dichas fuentes de interferencia, según se describirá en el capítulo 4, pertenecen a dos clases diferentes. Las fuentes de interferencias internas son aquellas generadas por no idealidades del propio equipo de adquisición. Las fuentes de interferencias externas incluyen las interferencias de red y las generadas por otros elementos presentes en el entorno de medida, ya sean otros equipos trabajando simultáneamente, sistemas de iluminación o de aire acondicionado.

Algunas de las fuentes de ruido presentes en el entorno de medida descrito anteriormente pueden minimizarse mediante un diseño bien cuidado, Tal es el caso, por ejemplo, del ruido electrónico que puede llegar a niveles suficientemente bajos como para no interferir en la adquisición de micropotenciales cardíacos. Pero las otras dos fuentes de ruido son menos controlables. El nivel de ruido interno depende totalmente del estado de relajación del paciente al realizar la medida, y por lo tanto es un factor que puede variar bastante de un paciente a otro, e incluso en el mismo

paciente de un instante de tiempo a otro. El ruido generado por los electrodos ha sido escasamente estudiado. Generalmente se atribuye al electrodo el ruido térmico asociado a la parte real de su impedancia, pero, como se demostrará en el apartado 3.3, el ruido real del electrodo es bastante mayor, sobre todo a bajas frecuencias.

En los siguientes apartados se describirán con más detalle las fuentes de ruido del entorno de medida. En el capítulo 4 se tratarán en profundidad las fuentes de interferencia de este mismo entorno.

3.2 FUENTES DE RUIDO EXTERNAS.

Los generadores de ruido asociados a los circuitos de la parte frontal del sistema de medida constituyen las fuentes de ruido externas. Para el estudio de estas fuentes de ruido se considerará un sistema de medida básico formado por dos separadores de señal y un amplificador de instrumentación. Posteriormente se estudiará el efecto que tienen algunos circuitos de mejora de las prestaciones del sistema de adquisición como son los circuitos de guarda activa y de realimentación activa.

3.2.1 RUIDO DEL SISTEMA BÁSICO DE ADQUISICIÓN.

La figura 3.2 muestra el modelo circuital utilizado para el estudio del ruido en el sistema de adquisición. La impedancia del tórax está representada por las resistencias R_t y R_{mt} y la impedancia de la interfase electrodo-piel por la resistencia R_e en paralelo con el condensador C_e . El resto de los elementos pasivos que aparecen en el modelo pertenecen a los circuitos separadores de entrada.

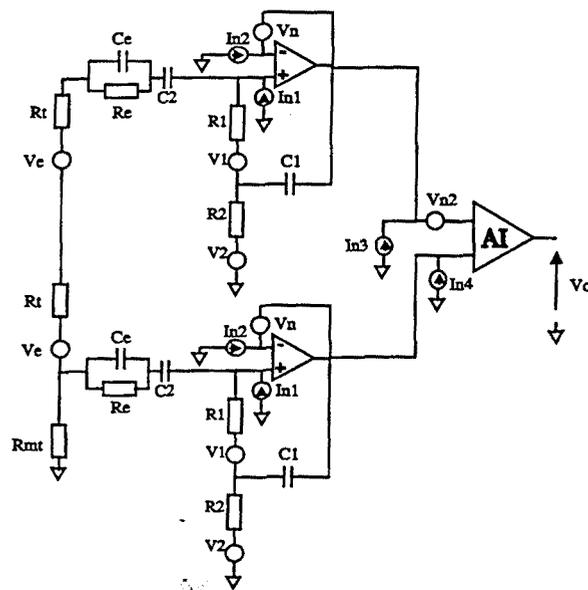


Figura 3.2 Modelo circuital para el análisis de ruido del sistema de adquisición básico.

El circuito separador de entrada fue propuesto por Pallás Areny y colaboradores. Presenta acoplamiento en alterna, una alta impedancia de entrada y una respuesta en amplitud plana en la banda de frecuencias de la señal ECG lo que lo hace adecuado para la adquisición de biopotenciales (Pallás Areny et al. 1989).

Como los dos circuitos separadores son iguales (dentro de lo que permiten las tolerancias) se han tomado los mismos parámetros para los dos. Los generadores V_1 y V_2 modelan el ruido térmico de las resistencias de los separadores de entrada, V_n , I_{n1} e I_{n2} los generadores de tensión y corriente de ruido del amplificador del circuito separador, V_e la tensión de ruido de la interfase electrodo-piel, y V_{n2} , I_{n3} e I_{n4} los generadores de ruido del amplificador de instrumentación.

La tensión de ruido a la salida del amplificador de instrumentación tendrá contribuciones de los dos circuitos separadores de entrada y del propio amplificador de instrumentación. Dicha tensión de ruido se puede calcular mediante la ecuación

$$V_{no} = \sqrt{2G^2 V_{sno}^2 + V_{Alno}^2} \quad (3.1)$$

donde V_{sno} es la tensión de ruido a la salida del circuito separador, V_{Alno} es la tensión de ruido del amplificador de instrumentación referida a su salida y G la ganancia del amplificador de instrumentación. En el cálculo anterior se ha considerado que la contribución a la tensión total de ruido de los dos circuitos separadores es la misma.

Análogamente puede calcularse la tensión total de ruido del sistema de adquisición referida a su entrada mediante la ecuación

$$V_{ni} = \sqrt{2V_{si}^2 + \frac{V_{Alni}^2}{|H(j\omega)|^2}} \quad (3.2)$$

donde V_{si} es la tensión de ruido del circuito separador referida a su entrada, V_{Alni} la tensión de ruido del amplificador de instrumentación también referida a su entrada y $H(j\omega)$ la función de transferencia de señal del circuito separador.

Vargas y Pallás Areny han calculado detalladamente el ruido a la salida del circuito separador, pero considerando sólo una resistencia como impedancia de fuente

(Vargas M. and Pallás-Areny 1994). Aquí incluimos la componente reactiva de dicha impedancia. El cálculo del ruido total a la salida del circuito separador se realiza considerando que cada fuente de ruido g_i , sea de tensión o de corriente, contribuye al ruido total en la salida del circuito con una función de transferencia distinta. El ruido total a la salida se puede calcular entonces con la ecuación

$$V_{son}(\omega) = \sqrt{\sum_{i=1}^k |H_i(\omega)|^2 g_i^2(\omega)} \quad (3.3)$$

La tensión de ruido a la entrada del circuito separador se obtiene dividiendo la tensión de ruido a su salida por el módulo de la función de transferencia para la señal del circuito separador, según la ecuación

$$V_{sin} = \frac{V_{son}}{|H(j\omega)|} \quad (3.4)$$

Las funciones de transferencia para V_1 , V_2 , V_n , I_{n1} y V_e son ,respectivamente,

$$H_{V1} = \frac{1 + s\tau_m + s^2\tau_m\tau_s + s^3\tau_m\tau_t\tau_e}{1 + s\tau_2 + s^2\tau_1\tau_2 + s^3\tau_1\tau_2\tau_e} \quad (3.5)$$

$$H_{V2} = \frac{1 + s\tau_s + s^2\tau_t\tau_e}{1 + s\tau_2 + s^2\tau_1\tau_2 + s^3\tau_1\tau_2\tau_e} \quad (3.6)$$

$$H_{Vn} = \frac{1 + s(\tau_m + \tau_2) + s^2\tau_1\tau_2 + s^3\tau_1\tau_2\tau_e}{1 + s\tau_2 + s^2\tau_1\tau_2 + s^3\tau_1\tau_2\tau_e} \quad (3.7)$$

$$H_{In1} = R_1 \frac{1 + k_R + s\tau_m + s^2\tau_m\tau_s + s^3\tau_m\tau_t\tau_e}{1 + s\tau_2 + s^2\tau_1\tau_2 + s^3\tau_1\tau_2\tau_e} \quad (3.8)$$

$$H_{Ve} = \frac{s\tau_2 + s^2\tau_1\tau_2 + s^3\tau_1\tau_2\tau_e}{1 + s\tau_2 + s^2\tau_1\tau_2 + s^3\tau_1\tau_2\tau_e} \quad (3.9)$$

donde

$$\begin{aligned}
 \tau_1 &= C_1 \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \\
 \tau_2 &= C_2 (R_1 + R_2) \\
 \tau_m &= C_1 R_2 \\
 \tau_e &= C_e R_e \\
 \tau_t &= C_2 R_t \\
 \tau_s &= C_2 R_s \\
 k_R &= \frac{R_2}{R_1}
 \end{aligned} \tag{3.10}$$

Tres de los parámetros anteriores fueron definidos por Pallás Areny y colaboradores (Pallás Areny et al., 1989); los otros tres, τ_t, τ_e, τ_s y k_R se han definido siguiendo criterios similares para incluir la impedancia de electrodo y la del tórax en el estudio del ruido introducido por el circuito separador.

El generador de corriente de ruido del amplificador operacional I_{n2} no contribuye al ruido total a la salida ya que está conectado a un punto de baja impedancia del amplificador operacional.

El cálculo del ruido total del circuito separador requiere el conocimiento de los generadores de ruido. La densidades espectrales de ruido para los generadores asociados a las resistencias y al amplificador operacional son:

$$\begin{aligned}
 V_1 &= \sqrt{4kTR_1} \\
 V_2 &= \sqrt{4kTR_2} \\
 V_n &= e_{n0} \sqrt{1 + \frac{f_{cv}}{f}} \\
 I_{n1} &= I_{n0} \sqrt{1 + \frac{f_{ci}}{f}}
 \end{aligned} \tag{3.11}$$

donde k es la constante de Boltzmann, T la temperatura absoluta, f_{cv} y f_{ci} son las frecuencias de codo de las densidades espectrales de la tensión y la corriente de ruido del amplificador, y e_{n0} e I_{n0} el valor de la tensión de ruido y la corriente de ruido del amplificador en la zona plana del espectro.

El estudio detallado de la densidad espectral de ruido de la interfase electrodo-piel se desarrollará en el apartado 3.3. El ruido total del circuito separador y del sistema de adquisición se calculará considerando que el ruido introducido por la interfase electrodo-piel es nulo.

A la vista de las funciones de transferencia anteriores, el amplificador operacional utilizado para el circuito separador, no tan sólo debe tener una tensión de ruido baja, sino que también su corriente de ruido debe ser lo menor posible.

La figura 3.3 muestra la densidad espectral de ruido a la entrada del circuito separador debida a cada uno de los generadores de ruido, excepto para el asociado al electrodo, y la densidad espectral de ruido total a la entrada del circuito separador calculada según la ecuación (3.4). Los valores que se han tomado para los componentes pasivos del circuito separador para el cálculo de las densidades espectrales de ruido son los utilizados en el sistema de registro diseñado, $R_1 = R_2 = 3,3 \text{ M}\Omega$, $C_1 = C_2 = 1 \text{ }\mu\text{F}$. El amplificador operacional utilizado es el OPA111BM de Burr-Brown, que cumple los requisitos enunciados anteriormente para los generadores de ruido y cuyos parámetros para las densidades espectrales de ruido de tensión y corriente son: $e_{n0} = 6,9 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, $f_{cv} = 190 \text{ Hz}$, $I_{n0} = 0,4 \text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$ y $f_{ci} = 0,1 \text{ Hz}$. Para modelar la impedancia del tórax se ha tomado se ha tomado $R_t = 20 \text{ }\Omega$, el valor de esta resistencia se justificará en el capítulo 4. Para la impedancia de la interfase electrodo-piel los valores asignados a los elementos del modelo son los valores típicos a 10 Hz, $R_e = 15 \text{ k}\Omega$ y $C_e = 100 \text{ nF}$ (Rawlings CH.A., 1995).

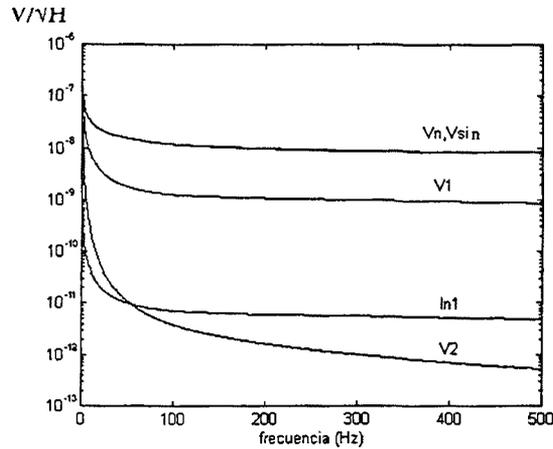


Figura 3.3 Densidades espectrales de ruido debidas a los distintos generadores a la entrada del circuito separador y densidad espectral de ruido total referida a la entrada del circuito separador.

En la figura 3.3 puede observarse que el ruido total a la entrada del circuito separador coincide con la tensión de ruido del amplificador operacional. Como las fuentes de ruido son independientes, el valor total se obtiene mediante la suma cuadrática, y por tanto puede afirmarse que en este caso el ruido total es casi exclusivamente debido a la tensión de ruido del amplificador operacional.

El valor eficaz de la tensión de ruido a la entrada del circuito separador en el ancho de banda de trabajo (0,5 Hz a 500 Hz) es de $260 \text{ nV}_{\text{rms}}$.

Para el cálculo del ruido total del sistema básico de adquisición, es necesario conocer la densidad espectral de la tensión de ruido del amplificador de instrumentación, que es análoga a la definida para el amplificador operacional. El amplificador de instrumentación seleccionado para el sistema de adquisición es el AD624 de Analog Devices, un amplificador de instrumentación de bajo ruido. Los parámetros de la densidad espectral de la tensión de ruido de este amplificador son $e_{n0} = 4 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ y $f_{cv} = 2 \text{ Hz}$.

A partir de la ecuación 3.2 se obtiene la tensión de ruido del sistema de adquisición referida a su entrada. Esta tensión a falta del ruido introducido por la interfase electrodo-piel es de $368 \text{ nV}_{\text{rms}}$. Esta es la mínima tensión de ruido que se puede obtener. Considerando las características de las señales que se pretende detectar se puede afirmar que el sistema de adquisición es válido por lo que se refiere a sus características de ruido, ya que el valor mínimo de la amplitud de la señal que se pretende detectar es unas 3 veces mayor.

3.2.2 RUIDO INTRODUCIDO POR EL CIRCUITO DE GUARDA ACTIVA

La impedancia de la interfase electrodo-piel puede considerarse como la impedancia de salida del generador de señal en registros de EAR. Esta impedancia puede ser muy elevada, sobre todo a baja frecuencia. Cuando se miden señales procedentes de un generador con impedancia de salida elevada, cualquier capacidad parásita presente en el entorno de medida reduce la calidad de la señal registrada. Por ello, en registros electrocardiográficos se suelen utilizar cables apantallados para evitar el acoplamiento capacitivo de interferencias a los cables de medida como se verá en el capítulo 4.

Pero la mejora que se obtiene en la calidad de la señal a base de utilizar cables apantallados en cuanto a la reducción de interferencias se refiere, tiene su contrapartida.

En sistemas de registro de biopotenciales, la pantalla del cable coaxial debe conectarse a algún punto del circuito (para que el blindaje sea efectivo). Existen tres alternativas para la conexión del blindaje de los cables coaxiales (Metting van Rijn A.C., et al. 1990).

La primera alternativa consiste en conectar el blindaje del cable coaxial al potencial de referencia del amplificador. En este caso, la capacidad del cable coaxial queda conectada en paralelo con la capacidad de entrada del amplificador, reduciéndose de este modo la impedancia de entrada.

La segunda alternativa pretende evitar el problema de la reducción de la impedancia de entrada debida a la capacidad parásita del cable coaxial. Consiste en conectar el blindaje del cable coaxial a un potencial próximo al del conductor de su interior. Esta técnica recibe el nombre de guarda activa y es necesaria la introducción de un circuito activo para aplicarla (Pallás Areny R., 1994). El principal inconveniente de esta alternativa es que en sistemas multicanal como el presente, se necesita un amplificador operacional extra para cada uno de los cables de medida.

La tercera alternativa es una combinación de las dos anteriores. Consiste en conectar los blindajes de los cables de medida utilizados al potencial promedio de las señales de entrada, es decir a la tensión de modo común. Este método sólo introduce un amplificador operacional extra al circuito de medida, pero reduce la impedancia de entrada en modo diferencial. Por lo tanto sólo es recomendable utilizarlo en medidas a frecuencias inferiores a unos 200 Hz (Metting van Rijn A.C., et al 1990).

En EAR el ancho de banda de las señales se extiende hasta 500 Hz. Por lo tanto la única alternativa viable si se utilizan cables coaxiales para la medida, es disponer un circuito de guarda activa para cada uno de los canales de medida. A continuación se va a analizar qué efecto tiene el dicho circuito sobre el ruido total del canal de medida.

La figura 3.4 representa un circuito separador con guarda activa (a), así como el circuito equivalente para el cálculo del ruido (b). Los elementos del circuito equivalente son los mismos que en la figura 3.2 salvo que se han añadido los generadores de ruido V_{ng} , I_{ng1} e I_{ng2} que son los generadores de ruido del amplificador operacional de la guarda activa, C que representa la capacidad del cable coaxial, y que la resistencia R_{mt} se ha incluido en R_t .

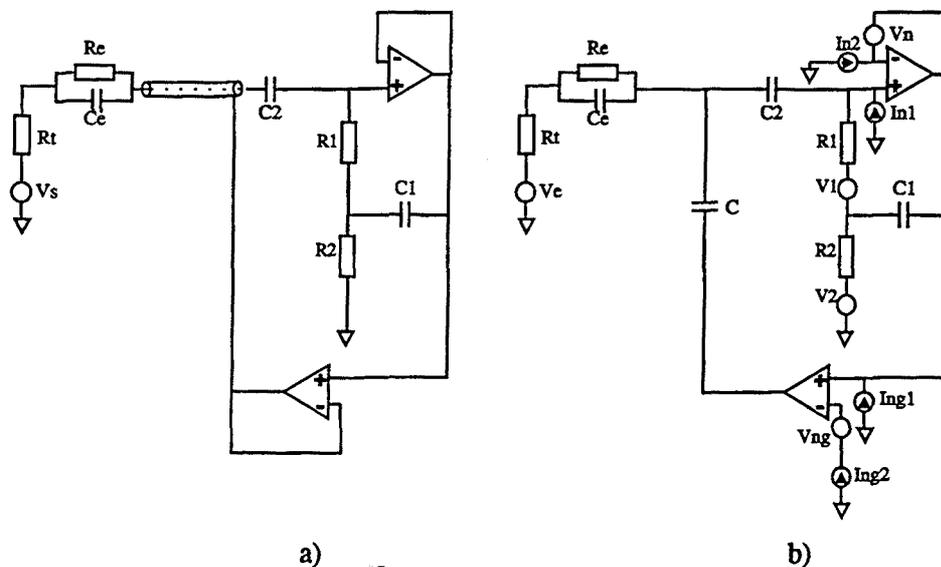


Figura 3.4 a) Circuito separador de entrada con guarda activa y cable coaxial de medida. b) Circuito equivalente para el análisis de ruido.

El cálculo del ruido introducido por la guarda activa es análogo al realizado para el circuito separador. Los generadores de corriente de ruido, I_{ng1} e I_{ng2} , del amplificador de la guarda activa (así como el generador de corriente de ruido I_{n2} del circuito separador) no contribuyen al ruido total porque están conectados a puntos de baja impedancia.

Las funciones de transferencia que se obtienen para los distintos generadores de ruido del circuito separador son las mismas que las obtenidas sin guarda activa salvo la del generador de tensión de ruido del amplificador operacional. Debe calcularse además la función de transferencia asociada al generador de ruido del amplificador operacional de la guarda activa. Las funciones de transferencia para estos generadores de ruido son

$$H_{vn} = \frac{1 + s(\tau_2 + \tau_m) + s^2\tau_1\tau_2 + s^3\tau_1\tau_2\tau_e + s^4\tau_1\tau_2\tau_e\tau_g}{1 + s\tau_2 + s^2\tau_1\tau_2 + s^3\tau_1\tau_2\tau_e} \quad (3.12)$$

$$H_{vng} = \frac{s^2\tau_2\tau_h + s^3\tau_1\tau_2\tau_h + s^4\tau_1\tau_2\tau_e\tau_g}{1 + s\tau_2 + s^2\tau_1\tau_2 + s^3\tau_1\tau_2\tau_e} \quad (3.13)$$

donde

$$\begin{aligned} \tau_g &= CR_t \\ \tau_h &= CR_e \end{aligned} \quad (3.14)$$

y el resto de constantes de tiempo son las definidas en la ecuación (3.10)

Como los generadores de corriente de ruido del amplificador de la guarda activa no influyen en el ruido total del circuito separador, el único requisito que debe cumplir el amplificador operacional de la guarda activa es que tenga una tensión de ruido baja, y una frecuencia de codo lo más baja posible. Para la guarda activa se ha elegido el OP27 cuyos parámetros para la densidad espectral de la tensión de ruido, representada en la ecuación (3.11), son $e_{n0} = 3 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ y $f_{cv} = 2,7 \text{ Hz}$. La figura 3.5 representa las densidades espectrales de ruido obtenidas a la entrada del circuito separador para cada uno de los generadores de ruido considerados en el ancho de banda de interés.

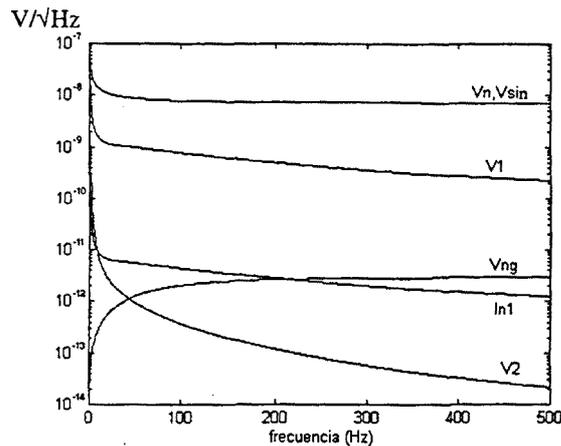


Figura 3.5 Densidades espectrales de ruido debidas a los distintos generadores a la entrada del circuito separador con guarda activa y densidad espectral de ruido total referida a la entrada para el circuito de la figura 3.4

Al igual que ocurría con el circuito separador analizado anteriormente, la fuente de ruido que más contribuye al ruido total del circuito de la figura 3.4 es la tensión de ruido del amplificador del circuito separador. Puede observarse en la figura 3.5 que el ruido total es aproximadamente el ruido introducido por la tensión de ruido del amplificador operacional del circuito separador.

El ruido total a la entrada del circuito separador con guarda activa calculado a partir de las ecuaciones (3.3) y (3.4) en el ancho de banda de interés es de $260 \text{ nV}_{\text{rms}}$; por lo tanto se puede afirmar que la guarda activa no introduce un ruido adicional apreciable en el circuito separador, en el ancho de banda de interés.

El ruido total a la entrada del sistema de medida será el mismo que el obtenido para los circuitos separadores sin guarda activa.

En cuanto al ruido se refiere, los sistemas de adquisición con guarda activa en los circuitos separadores son adecuados para registros de EAR.

3.2.3 RUIDO INTRODUCIDO POR EL CIRCUITO DE REALIMENTACIÓN ACTIVA.

La realimentación activa es una técnica para la reducción de interferencias en modo común en la medida de biopotenciales que consiste en inyectar al paciente una corriente de valor limitado proporcional al nivel de la tensión de modo común presente (Galván J. y Pallás-Areny R. 1981).

La corriente se inyecta en el paciente mediante un circuito activo basado en un amplificador operacional. Por lo tanto, cabe pensar que las fuentes de ruido asociadas a dicho amplificador operacional pueden contribuir en mayor o menor parte al ruido total del sistema de medida.

Aunque la realimentación negativa mejore algunas de las prestaciones de circuitos basados en amplificadores operacionales, esta no puede ser usada como una herramienta para reducir el ruido equivalente a la entrada del circuito (Motchenbacher C.D. and Connelly J.A., 1993).

En este apartado se estudia el ruido introducido por la realimentación activa tanto en circuitos unipolares como diferenciales, partiendo de varios circuitos propuestos en la bibliografía.

El circuito básico utilizado en la realimentación activa está representado en la figura 3.6. Es un amplificador inversor, cuya impedancia de realimentación puede ser una resistencia, un condensador o una combinación en paralelo de ambos. En teoría, un circuito puramente resistivo parece preferible ya que de esta manera no se limita el ancho de banda en que se pueden reducir las interferencias de modo común. En la práctica, y debido a que estos circuitos pueden oscilar, se suele incluir un condensador en el lazo de realimentación para evitar esta oscilación.

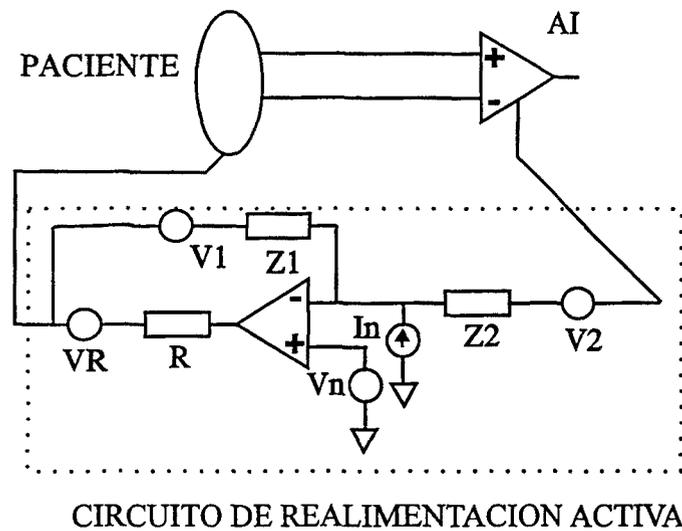


Figura 3.6 Modelo para la realimentación activa. Circuito de realimentación activa con las fuentes de ruido del amplificador y las impedancias.

El ruido a la salida de este circuito en función de las impedancias y de las fuentes de ruido propias del amplificador operacional es

$$V_{no}^2 = \left(\frac{Z_1}{Z_2}\right)^2 V_2^2 + V_1^2 + \left(1 + \frac{Z_1}{Z_2}\right)^2 V_n^2 + Z_1^2 I_n^2 \quad (3.15)$$

La fuente de ruido asociada a la resistencia R no contribuye al ruido total a la salida del circuito. Los términos que más contribuyen al ruido total a la salida son, según la expresión anterior, la corriente y tensión de ruido del amplificador operacional, y la fuente de ruido asociada a Z_2 , ya que están multiplicadas por un término de ganancia o una impedancia que puede ser de valor elevado.

Se han propuesto diversos circuitos de realimentación activa. Ente ellos cabe destacar los de Galván y Pallás Areny, Winter y Webster, Metting van Rijn y colaboradores y Lekov (Galván et al., 1981, Winter et al. 1983, Metting van Rijn et al., 1990, Lekov 1988).

La tabla 3.1 contiene los parámetros de algunos circuitos de realimentación activa propuestos para sistemas diferenciales, con el ruido equivalente a la salida para cada uno de ellos según el valor de sus componentes tomando para el amplificador operacional el OPA111BM de Burr-Brown citado anteriormente.

| Referencia | Z_1 | Z_2 | V_{no} (mV _{rms}) |
|-------------------------------|--------------------|----------------------------|-------------------------------|
| Galván et al., 1981 | R = 100 k Ω | R = 10 M Ω | 0,132 |
| Winter et al., 1983 | R = 5 k Ω | R = 1 M Ω | 0,077 |
| Metting van Rijn et al., 1990 | R = 10 k Ω | C = 1 nF | 1,4 |
| Levkov 1988 | R = 100 k Ω | C = 5 pF | 37,1 |
| Levkov 1988 | R = 47 k Ω | C = 3 pF | 112,5 |
| Sistema Propuesto | R = 10 k Ω | Z = 470 k Ω 1 nF | 0,019 |

Tabla 3.1 Sistemas de realimentación activa propuestos. Ruido equivalente a la salida de dichos sistemas.

El ruido a la salida de los sistemas de realimentación activa es elevado, sin embargo no todo el ruido contribuye directamente en el sistema de adquisición. La contribución del ruido del circuito de realimentación activa para un sistema de adquisición diferencial se puede calcular a partir del modelo de la figura 3.7.

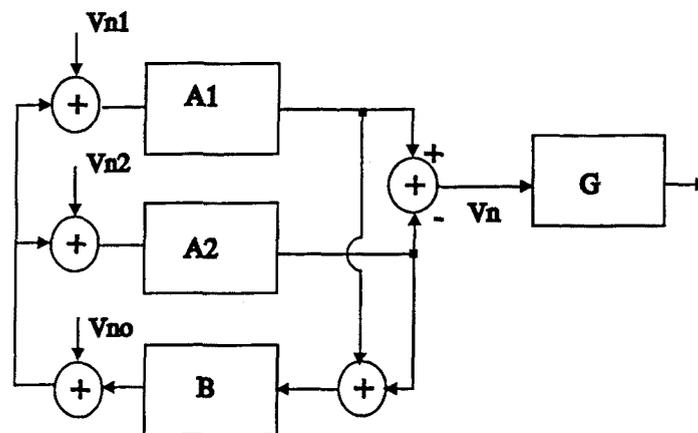


Figura 3.7 Modelo para el cálculo del ruido en un sistema de adquisición diferencial con realimentación activa.

En la figura anterior, A_1 y A_2 son respectivamente las funciones de transferencia de señal de los circuitos separadores (ecuación 3.9) cuando se considera que las impedancias de electrodo son distintas. B es la ganancia del circuito de realimentación activa salvo el signo, V_{no} es la tensión de ruido a la salida del circuito de realimentación activa, y V_{n1} y V_{n2} las tensiones equivalentes de ruido a la entrada de los circuitos separadores.

La tensión de ruido diferencial a la entrada del amplificador de instrumentación calculada a partir del modelo de la figura 3.7 es

$$V_n = \sqrt{\frac{(A_1 - A_2)^2 V_{no}^2 + A_1^2 (1 - 2BA_2)^2 V_{n1}^2 + A_2^2 (1 - 2BA_1)^2 V_{n2}^2}{(1 - B(A_1 + A_2))^2}} \quad (3.16)$$

La diferencia de las dos funciones de transferencia de los circuitos separadores depende exclusivamente de la diferencia entre las dos impedancias de electrodo tal como puede verse en la ecuación

$$A_1 - A_2 = \frac{s^3 \tau_1 \tau_2 (\tau_{e1} - \tau_{e2})}{(1 + s\tau_2 + s^2 \tau_1 \tau_2 + s^3 \tau_1 \tau_2 \tau_{e1})(1 + s\tau_2 + s^2 \tau_1 \tau_2 + s^3 \tau_1 \tau_2 \tau_{e2})} \quad (3.17)$$

La tensión de ruido equivalente a la entrada para el sistema de adquisición con realimentación activa se ha calculado en un ancho de banda de 0,5 Hz a 500 Hz y diversas impedancias de electrodo. Para unas impedancias de electrodo de $15 \text{ k}\Omega \parallel 100 \text{ nF}$ y $30 \text{ k}\Omega \parallel 100 \text{ nF}$, $150 \text{ k}\Omega \parallel 100 \text{ nF}$ y $300 \text{ k}\Omega \parallel 100 \text{ nF}$ la tensión de ruido en modo diferencial a la entrada del amplificador es de $369 \text{ nV}_{\text{rms}}$, la misma que se obtendría para el caso de un sistema de adquisición que no utilizara realimentación activa.

En un sistema de adquisición diferencial, el aumento de ruido que supone la realimentación activa es inapreciable si los valores que se consideran para las impedancias de electrodo y sus desequilibrios no son exageradamente grandes. Sin embargo, teniendo en cuenta que el sistema puede oscilar debido a la presencia de la realimentación activa y que la tensión de modo común presente no es elevada, tal como se verá en el capítulo 4, no es aconsejable utilizar realimentación activa, debido

principalmente que el nivel de ruido debido a ella depende de un factor poco controlable como es la impedancia de electrodo.

El ruido introducido por la realimentación activa para un sistema de adquisición unipolar fue tratado por Levkov (Levkov 1988) El modelo utilizado es el de la figura 3.8. En dicho estudio se llegó a la conclusión de que el ruido equivalente a la entrada del circuito de realimentación activa queda directamente a la entrada del amplificador. Sin embargo en este estudio no se ha tomó en consideración que el circuito de realimentación activa presenta una cierta ganancia para que sea efectivo, y el ruido a la entrada del amplificador de señal queda afectado directamente por dicha ganancia.

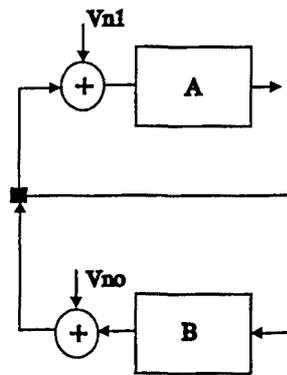


Figura 3.8 Modelo para el calculo del ruido en un sistema de adquisición unipolar con realimentación activa.

En la figura 3.8, A es la ganancia del amplificador de señal, V_{n1} el ruido equivalente a la entrada del amplificador de señal, V_{no} el ruido equivalente a la salida del circuito de realimentación activa y B la ganancia del circuito de realimentación activa.

La tensión de ruido a la entrada del amplificador de señal debida a la realimentación activa es directamente la tensión de ruido a la salida del circuito de realimentación activa. Por lo tanto en el caso de que el sistema de adquisición utilizado sea unipolar es desaconsejable utilizar realimentación activa para la reducción de interferencias de modo común por el incremento en el nivel de ruido del sistema que supone.

3.2.4 CONCLUSIONES SOBRE LAS FUENTES DE RUIDO EXTERNAS

El ruido presente en un registro de micropotenciales cardíacos debido a las fuentes de ruido del sistema de adquisición, (excluyendo el ruido debido a los electrodos) básico queda dentro de los límites aceptables para que la señal de interés pueda detectarse sin dificultad.

La tensión eficaz de ruido en el ancho de banda de la señal de interés es de $368 \text{ nV}_{\text{rms}}$, mientras que el valor mínimo de la señal que cabe esperar en un registro superficial está alrededor de $1 \text{ } \mu\text{V}$. Prácticamente todo el ruido del sistema de adquisición es debido a los circuitos separadores de entrada, siendo la aportación del amplificador de instrumentación del todo despreciable.

En el circuito separador el término que más contribuye al ruido total es la tensión de ruido del amplificador operacional. Por lo tanto para el diseño del circuito separador es conveniente escoger un amplificador que tenga una tensión de ruido baja. Sin embargo, dado que las resistencias que se utilizan en este circuito son de valor bastante elevado para poder garantizar unos valores mínimos de impedancia de entrada, también es necesario que las corrientes de ruido del amplificador sean bajas para que el ruido total del sistema de adquisición quede dentro de los límites aceptables para la detección de la señal de interés.

El circuito de guarda activa no introduce ruido adicional en el ancho de banda de la señal de interés que pueda enmascarar dicha señal, siempre que el amplificador utilizado sea de bajo ruido.

Los sistemas de adquisición diferenciales que incorporan un circuito de realimentación activa para minimizar el efecto de las tensiones de modo común, no presentan un aumento de ruido apreciable respecto a los sistemas que no incorporan dicho circuito, siempre y cuando los valores de las impedancias de electrodo y sus desequilibrios no sean exageradamente elevados.

Del análisis realizado que el ruido en un sistema diferencial con realimentación activa depende entre otros factores del desequilibrio de impedancias de electrodo. Como las tensiones de modo común presentes cuando se realiza el registro no son demasiado elevadas (tal como se verá en el capítulo 4), y el ruido introducido por el sistema de realimentación activa depende de un factor del todo incontrolable como es el desequilibrio de las impedancias de electrodo, no es aconsejable utilizar circuitos de realimentación activa en sistemas de registro de biopotenciales de alta resolución.

En los sistemas de registro unipolares que incorporan circuito de realimentación activa, el ruido de este circuito queda directamente a la entrada del sistema de adquisición. Por lo tanto dicho ruido, que es bastante elevado (tabla 3.1), enmascarará totalmente la señal de interés.

Debido a lo expuesto anteriormente, los sistemas de registro unipolares que incorporen circuito de realimentación activa son del todo desaconsejables para el registro de micropotenciales cardíacos.

Del estudio anterior se desprende que en lo referente al ruido, el sistema de adquisición más adecuado para el registro de micropotenciales cardíacos es un sistema diferencial que incorpore circuitos de guarda activa, pero no circuitos de realimentación activa.

3.3 LOS ELECTRODOS. RUIDO EN LA INTERFASE.

3.3.1 EL ELECTRODO COMO INTERFASE PACIENTE-SISTEMA DE MEDIDA.

Para poder medir una señal bioeléctrica generada en el interior del cuerpo humano se necesita un elemento que convierta las corrientes iónicas que son el mecanismo de conducción de las señales bioeléctricas en los tejidos, en corrientes electrónicas. Los elementos que realizan la conversión entre estos dos tipos de corriente son los electrodos. Es importante que la transducción de la señal bioeléctrica se haga con la mayor fidelidad posible; por lo tanto, el electrodo no debe alterar las características de la señal que se pretende medir.

Las dos características de la interfase electrodo-piel a considerar en un registro de EAR son la impedancia y el ruido. La impedancia debe ser baja para evitar efectos de carga por parte de los circuitos posteriores, y para que la contribución al ruido total de las corrientes de ruido del amplificador sea lo menor posible. El ruido de la interfase electrodo-piel también debe ser lo menor posible ya que contribuye directamente al ruido total presente en la medida. En este apartado se estudiará el ruido y la impedancia de la interfase electrodo-piel.

El electrodo está formado por una superficie metálica y un electrólito en contacto con la piel; por lo tanto existen dos transiciones en el camino de la señal bioeléctrica entre el interior del cuerpo humano y el sistema de medida. La primera es el contacto entre la piel y el electrólito, y la segunda es el contacto entre el electrólito y la parte metálica del electrodo.

La interfase electrólito-piel es difícil de caracterizar porque depende de las características de la piel, aunque se han realizado bastantes estudios para caracterizar su impedancia. En concreto, dicha impedancia varía en función del sujeto al que se aplique el electrodo, y para un mismo sujeto, de la zona del cuerpo donde se aplica el electrodo, del tiempo que ha transcurrido después de la aplicación del electrodo, de la composición del gel electrolítico y de su concentración, y del estado de la piel y su preparación (Mc Adams E.T. and Jossinet J., 1991). El ruido generado por esta interfase apenas ha sido estudiado. En la mayoría de los casos se asocia a la interfase electrodo-piel el ruido térmico de la parte real de su impedancia, aunque se ha

demostrado que el ruido generado por esta interfase a baja frecuencia es mayor (Fernández M. and Pallás Areny R., 1992).

La caracterización de la interfase metal electrólito no depende de tantos factores como la anterior; por lo tanto será más fácilmente caracterizable. De hecho, la norma AAMI EC12 establece los requisitos mínimos que deben cumplir los electrodos pregelados para electrocardiografía. Todas las medidas que establece esta norma deben realizarse sobre pares de electrodos conectados cara a cara.

La existencia de estas dos interfases lleva a establecer dos niveles de estudio del electrodo. El primero consiste en estudiar las características de dos electrodos conectados cara a cara, es decir del conjunto metal-electrólito-metal, para poder comparar entre distintos tipos de electrodos y electrólitos. El segundo nivel estudia el comportamiento de un par de electrodos situados sobre la piel.

Habitualmente en electrocardiografía se utilizan electrodos de Ag/AgCl. La AHA en su estándar para el análisis de potenciales ventriculares tardíos recomienda la utilización de electrodos de Ag/AgCl por ser estos "los que poseen un potencial de contacto menor" (AHA, Medical Scientific Statement. 1991). Esta afirmación no es del todo cierta por cuanto mientras que el potencial del electrodo de Ag/AgCl/Cl⁻ es 0,2225 V, el potencial del electrodo Ag/AgBr/Br⁻, por ejemplo, es 0,0713 V. Lo que si es cierto es que el potencial del electrodo de Ag/AgCl es muy estable y que el anión Cl⁻ no es venenoso para el cuerpo, antes al contrario, es uno de los iones más frecuentes en los seres vivos.

El estudio del ruido asociado a los electrodos desarrollado en los apartados siguientes se centrará también en electrodos de Ag/AgCl.

3.3.2 RUIDO EN ELECTRODOS

No existen estudios sistemáticos para caracterizar el ruido en electrodos, ni de la dependencia que tiene el ruido de la composición del electrodo. Cobbold afirmó que parece razonable esperar que los electrodos presenten un ruido $1/f$ como la mayoría de los dispositivos electrónicos. (Cobbold, 1974), Keshner incluyó las soluciones iónicas acuosas en una lista de sistemas que presentan ruido $1/f$ (Keshner M.S., 1982) y Hodge estudió el ruido en la conducción iónica en soluciones acuosas, encontrando que dicho ruido presenta una característica $1/f^\alpha$, donde α puede variar entre 1 y 1,5. Existen sin embargo algunos estudios sobre el ruido en electrodos de un tipo concreto.

DeFelice y Firth encontraron fluctuaciones de tensión espontáneas en microelectrodos de cristal que presentan una densidad espectral de la forma $1/f^\alpha$ donde α puede variar entre $2/3$ y 1 (DeFelice L.J. and Firth D.R., 1971).

Ferris apuntó que aunque el ruido de los electrodos de Ag/AgCl es bajo, puede aumentar drásticamente cuando el electrodo se estropea por alguna causa (Ferris C.D., 1983).

Flasterstein encontró niveles de ruido desde decenas de microvoltios a milivoltios en un ancho de banda de 0,15 Hz a 10 kHz para electrodos circulares de acero inoxidable inmersos en una solución salina (Flasterstein A.H. 1966a,b).

Godin y colaboradores estudiaron el ruido de electrodos de acero inoxidable, tanto para el caso de electrodos conectados cara a cara como sobre el cuerpo. Para electrodos conectados cara a cara no obtienen ninguna conclusión ya que el ruido de los electrodos queda por debajo del nivel de ruido del amplificador utilizado. En cuanto a electrodos en la superficie del cuerpo, sus resultados apuntan a establecer una componente de ruido térmico para los electrodos y otra asociada al producto de la impedancia del electrodo y la corriente de ruido del amplificador utilizado (Godin et al 1991).

Spekhorst y colaboradores compararon el ruido de los electrodo de carbón con el de los de Ag/AgCl, conectándolos cara a cara y sobre la superficie del cuerpo. Para el caso de electrodos conectados cara a cara el ruido queda por debajo del nivel de

ruido del amplificador. Para electrodos sobre el cuerpo, el ruido en ambos tipos de electrodos es comparable (Spekhorst et al., 1988).

Kingma y colaboradores diseñaron un electrodo de Ag/AgCl en miniatura para el que obtuvieron un nivel de ruido de 1 μV pico a pico, afirmando que el ruido disminuye al día siguiente de la cloración. (Kingma et al, 1980)

En los apartados siguientes se estudiará el ruido en electrodos comerciales de Ag/AgCl tanto conectados cara a cara como sobre el cuerpo, examinando la influencia de diversos parámetros como el área y el tipo de gel electrolítico utilizado.

3.3.2.1 Ruido en electrodos conectados cara a cara.

El estudio de los electrodos conectados cara a cara permite caracterizar la interfase metal-electrolito, y aunque no es una situación de medida real en electrocardiografía de alta resolución, los resultados de estas medidas pueden ser indicativos del comportamiento de un par de electrodos sobre el cuerpo.

A partir de la bibliografía analizada, se desprende que el ruido de los electrodos se puede modelar como una fuente de tensión, ya que todos los trabajos se refieren a fluctuaciones de tensión, tanto los que estudian disoluciones salinas, como los que se refieren a electrodos propiamente dichos.

La figura 3.8 muestra el circuito utilizado para la medida del ruido de los electrodos conectados cara a cara. La tensión de ruido debida a un solo electrodo será $\sqrt{2} V_{ne}$.

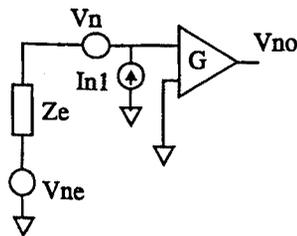


Figura 3.8 Circuito para la medida del ruido de electrodos conectados cara a cara. V_n e I_n son las fuentes de ruido asociadas al amplificador. V_{ne} fuente de ruido asociada al electrodo.

La tensión de ruido a la salida del amplificador es

$$V_{ni} = \sqrt{V_n^2 + (I_n Z_e)^2 + V_{ne}^2} \quad (3.18)$$

En la ecuación anterior se observa que deben considerarse dos contribuciones del electrodo al ruido total: una la propia tensión de ruido del electrodo V_{ne} y la otra debida a la caída de tensión producida por la corriente de ruido del amplificador sobre la impedancia del electrodo. Esta segunda contribución no debe considerarse como ruido del electrodo propiamente dicho, tal como lo hacen Godin y colaboradores (Godin et al., 1991) ya que depende del amplificador utilizado para la medida. La tensión de ruido del electrodo se puede obtener de la ecuación (3.18) si se conoce el valor de las fuentes de ruido asociadas al amplificador y la impedancia del electrodo,. Por lo tanto se debe medir también la impedancia del electrodo para poder determinar su ruido.

La figura 3.9 muestra la densidad espectral de la tensión de ruido asociada a un par de electrodos de Ag/AgCl conectados cara a cara, y la densidad espectral de ruido térmico calculado a partir de la parte real de la impedancia medida, en un ancho de banda entre 0,5 Hz y 500 Hz..

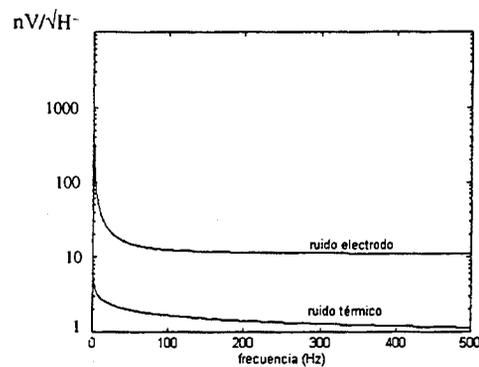


Figura 3.9 Densidad espectral de ruido de un par de electrodos conectados cara a cara y ruido térmico asociado a la parte real de su impedancia

Observese que la densidad espectral de ruido térmico presenta una característica $1/f^\alpha$. Esto es debido a que la impedancia del electrodo disminuye al aumentar la frecuencia, y por lo tanto la densidad espectral de ruido térmico también tiene el mismo comportamiento decreciente.

A partir de la figura 3.9 puede establecerse que la densidad espectral de ruido para dos electrodos conectados cara a cara es mayor que la densidad espectral de ruido térmico asociado a la parte real de su impedancia y que presenta un comportamiento dependiente de la frecuencia que se puede modelar con la siguiente ecuación:

$$V_e = e_{n0} \sqrt{1 + \frac{f_{ce}}{f^\alpha}} \quad (3.19)$$

donde e_{n0} es el ruido de los electrodos en la zona plana del espectro, f_{ce} la frecuencia de codo y α un parámetro cuyo valor está comprendido entre 1 y 2 para la densidad espectral de ruido de electrodos y es menor que la unidad para la densidad espectral de ruido térmico. La contribución del ruido del electrodo sobre el ruido total será mayor cuanto menor sea el exponente α .

El ruido total en el ancho de banda de interés se obtiene integrando la curvas anteriores en el ancho de banda deseado. Para el par de electrodos de la figura 3.9 se obtiene una tensión eficaz de ruido de 640 nV_{rms} y de 49 nV_{rms} para el ruido térmico asociado a la parte real de la impedancia.

A frecuencias menores de 10 Hz, el ruido de los electrodos conectados cara a cara aumenta al disminuir el área del electrodo; para frecuencias mayores el ruido obtenido para áreas diferentes es similar. También se aprecian niveles de ruido distintos al cambiar el tipo de gel electrolítico para un mismo par de electrodos y al cambiar el tipo de electrodo cuando se utilizan electrodos pregelados desechables. Los niveles de ruido obtenidos para electrodos pediátricos son similares a los obtenidos en modelos para adultos, lo cual se debe tomar en consideración si se aplican técnicas de reducción de ruido que requieren la colocación de varios electrodos en una zona relativamente pequeña como es el caso del promediado espacial. (Fernández M. et al, 1991).

La figura 3.10 representa la variación de ruido con el área del electrodo. Los electrodos empleados para la obtención de las curvas son electrodos pregelados con gel adhesivo, en los que prácticamente toda la superficie del electrodo es área útil de contacto (excepto la pestaña metálica de conexión). Las diferentes áreas de electrodo se han obtenido cortando los electrodos tal como se indica en la figura 3.10.

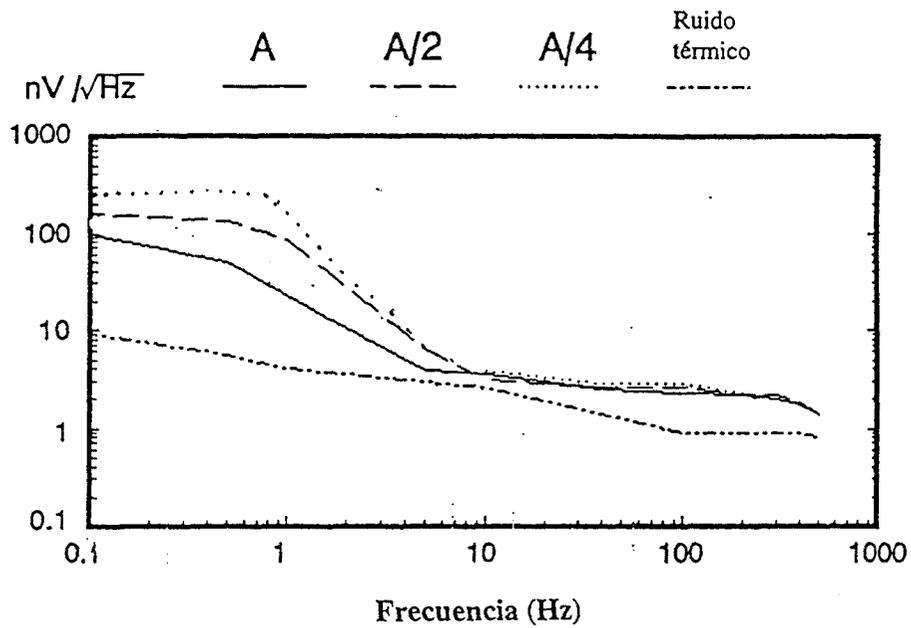


Figura 3.10 Densidad espectral de ruido de electrodos conectados cara a cara. Variación con el área del electrodo. Densidad espectral de ruido térmico calculado a partir de la impedancia del electrodo de área A.

Cuando se utilizan electrodos metálicos para el registro de biopotenciales, el contacto con la piel se realiza a través de un gel electrolítico. El electrolito aparece en el modelo utilizado para el estudio de los electrodos conectados cara a cara como una resistencia, que contribuirá la ruido total (figura 3.11)

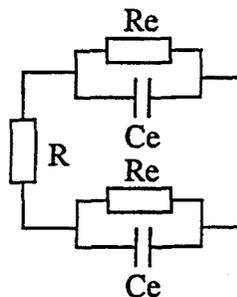


Figura 3.11 Modelo para el estudio de un par de electrodos conectados cara a cara que incluye la resistencia (R) debida al gel electrolítico.

La resistividad que presenta el gel electrolítico puede variar mucho de un gel a otro. Geddes presenta una tabla con la resistividad de varios geles electrolíticos. Dicha resistividad varía entre $5,9 \Omega \text{ cm}$ y $323 \Omega \text{ cm}$ (Geddes L.A. ,1972). Por lo tanto, para distintos tipos de gel electrolítico se obtendrán distintos niveles de ruido aunque se utilice el mismo tipo de electrodo.

La figura 3.12 presenta la densidad espectral de ruido medida para un par de electrodos metálicos Cardioline de 2 cm de diámetro conectados cara a cara, con distintos tipos de gel electrolítico.

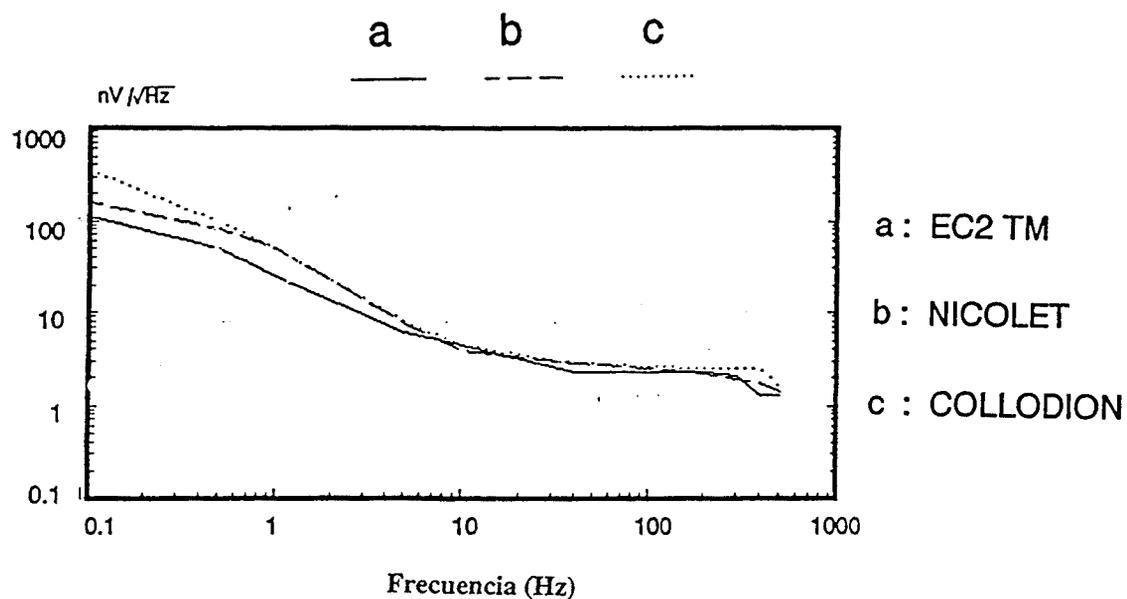


Figura 3.12 Densidad espectral del ruido de electrodos. Variación con el tipo de gel electrolítico.

En la figura 3.12 se observa que las mayores diferencias en la densidad espectral de ruido se obtienen para frecuencias menores que 10 Hz. Para frecuencias mayores, el ruido obtenido para los distintos tipos de gel electrolítico es similar.

La figura 3.13 presenta la densidad espectral de ruido medida para varios tipos de electrodos neonatales, pediátricos y para adultos.

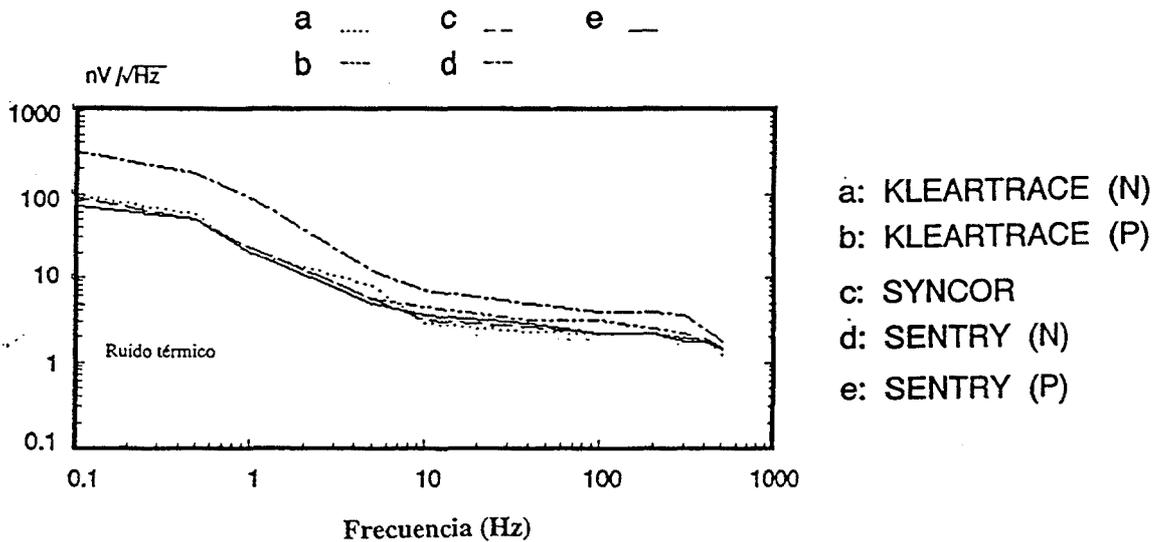


Figura 3.13 Ruido para distintos tipos de electrodos neonatales, pediátricos y para adultos.

En principio parece difícil determinar a priori si un determinado par de electrodos presentará un nivel de ruido elevado o no, sin realizar una medida. Sería interesante determinar el comportamiento en cuanto a ruido e impedancia de un determinado tipo de electrodos a partir de la medida de uno de sus parámetros que sea sencilla de realizar, como por ejemplo la medida de la tensión de offset.

A partir de los datos sobre tensiones de offset, inestabilidad del offset (ruido) e impedancia de un estudio sobre 24 tipos de electrodos comerciales obtenidos según especifica la norma AAMI EC12, realizado por el MFI-MTO de Utrecht (Holanda) en colaboración con el University Hospital de Utrecht y bajo demanda del Hospital Institute of the Netherlands se han obtenido las gráficas de las figuras 3.13 y 3.14. (Hollander J.I., 1981)

La figura 3.14 muestra las tensiones de offset y el valor máximo de la deriva de dicha tensión a corto y largo plazo (5 minutos y 1 hora) de los 24 tipos de electrodos medidos.

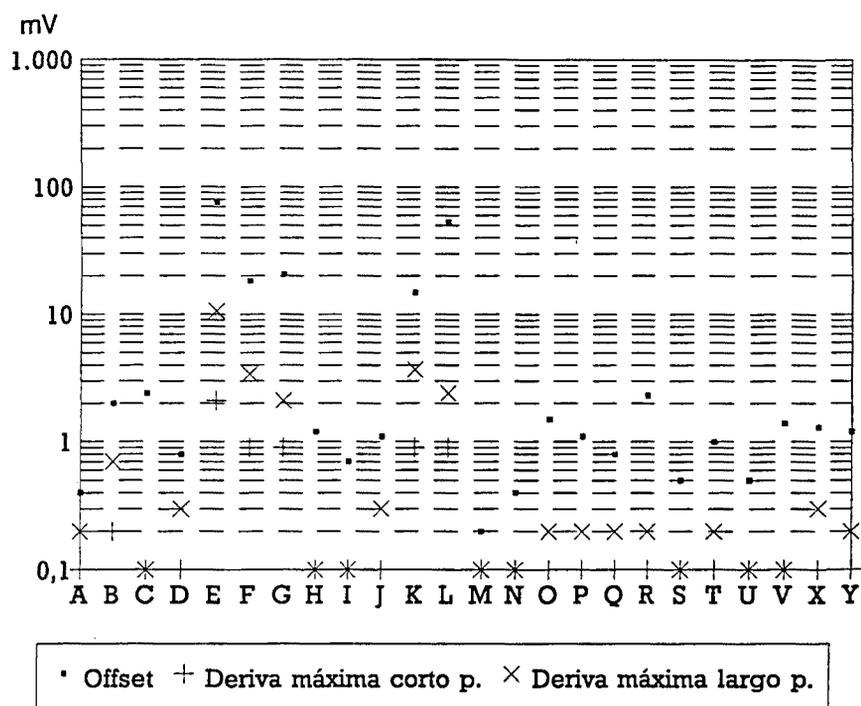


Figura 3.14 Valores para el offset y las derivas a corto plazo (5 minutos) y largo plazo (1 hora) para 24 tipos de electrodos comerciales distintos

En la figura 3.14 se puede observar que aquellos electrodos que presentan una tensión de offset alta (E, F, G, K, y L) presentan también una inestabilidad del offset a corto y largo plazo también elevada, mientras que si el offset es bajo, su inestabilidad también lo es. Por lo tanto, si la inestabilidad del offset se considera como ruido del electrodo se puede concluir que si un par de electrodos presenta una tensión de offset elevada, presentará también un nivel de ruido elevado.

La figura 3.15 relaciona la tensión de offset medida con la impedancia que presentan los electrodos conectados cara a cara a 10 Hz. Se puede observar que, en general, cuando la tensión de offset es elevada, la impedancia también lo es (E, G, K y L); en cambio la relación contraria no se cumple, pues cuando la impedancia es elevada, la tensión de offset no tiene por que serlo (M, P, y X)

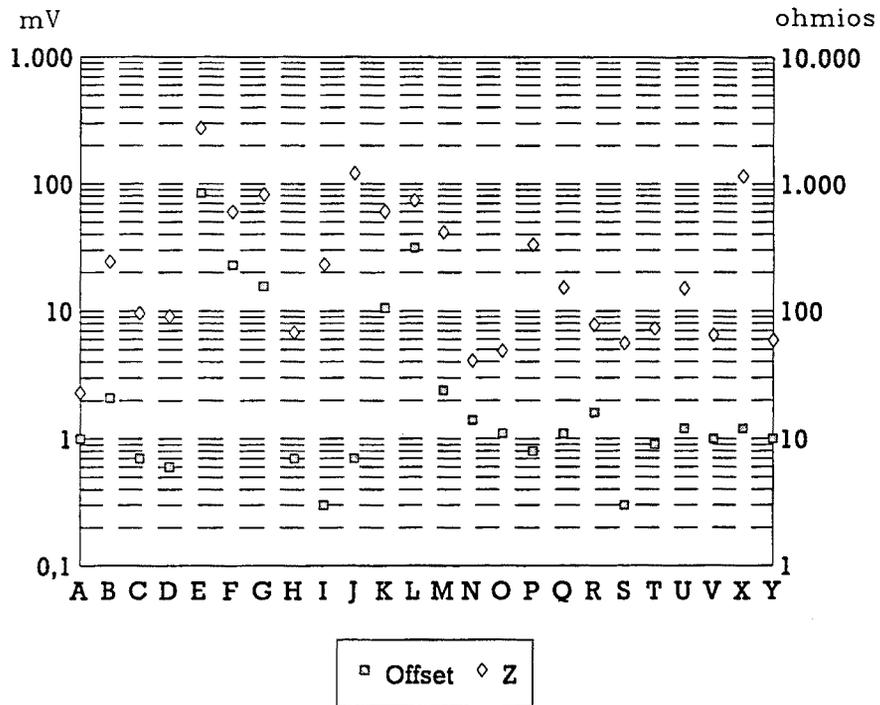


Figura 3.15 Valores del offset (eje vertical izquierdo) y la impedancia a 10 Hz (eje vertical derecho) para 24 tipos de electrodos comerciales.

De las figuras 3.14 y 3.15 se puede concluir que la tensión de offset de los electrodos puede ser un indicador de su impedancia y de su nivel de ruido.

3.3.2.2 Ruido en electrodos sobre el cuerpo humano.

La medida del ruido de electrodos sobre el cuerpo humano presenta más problemas que la medida del ruido de electrodos cara a cara. En primer lugar se debe evitar la presencia de EMG, intentando relajar al máximo el miembro donde se sitúen los electrodos (generalmente la parte interna del antebrazo izquierdo). La presencia de EMG es fácilmente detectable en el dominio frecuencial ya que el espectro presenta un abultamiento centrado alrededor de los 200 Hz. Se debe intentar relajar el miembro hasta que dicho abultamiento desaparezca. En segundo lugar, la presencia de interferencias de la red de distribución de energía eléctrica puede dificultar en gran manera la medida del ruido. Un posible camino para reducir las interferencias es introducir el circuito de medida (alimentado a baterías) y el paciente en una caja de Faraday.

La figura 3.16 presenta el diagrama de bloques del sistema de medida de ruido empleado y las fuentes de ruido asociadas a sus componentes.

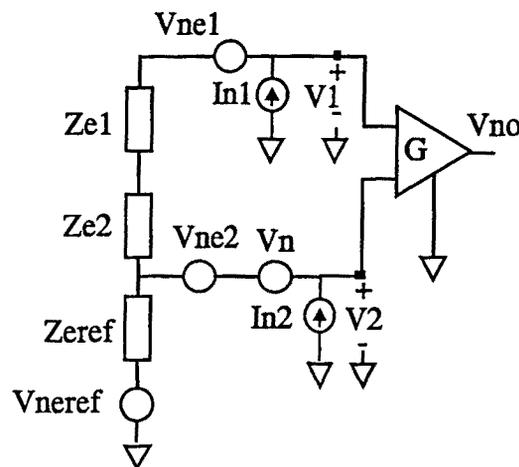


Figura 3.16 Modelo del circuito utilizado para la medida de ruido de electrodos sobre el cuerpo. Fuentes de ruido asociadas a cada uno de sus componentes.

En la figura 3.16, Z_{e1} y Z_{e2} son las impedancias de los electrodos cuyo ruido se quiere medir, Z_{eref} es la impedancia del electrodo de referencia, V_{ne1} , V_{ne2} y V_{neref} son las fuentes de ruido asociadas a cada uno de los electrodos anteriores, y V_n , I_{n1} e I_{n2} son las fuentes de ruido asociadas al amplificador de instrumentación.

La tensión a la salida del amplificador se puede calcular a partir de

$$V_{no} = G(V_1 - V_2 + \frac{V_1 + V_2}{2CMRR}) \quad (3.20)$$

donde la diferencia entre V_1 y V_2 es la tensión en modo diferencial y su semisuma la tensión en modo común

Expresando V_1 y V_2 en función de las fuentes de ruido del circuito y de las impedancias, la tensión de ruido a la salida del amplificador debido a la tensión en modo diferencial de entrada es

$$V_{nod} = G(V_n^2 + V_{ne1}^2 + V_{ne2}^2 + I_{n1}^2(Z_{e1}^2 + Z_{e2}^2))^{\frac{1}{2}} \quad (3.21)$$

y la tensión de ruido a la salida del amplificador debida a la tensión en modo común a la entrada

$$V_{noc} = \frac{G}{CMRR} (I_{n1}^2(Z_{eref}^2 + \frac{Z_{e1}^2 + Z_{e2}^2}{4}) + I_{n2}^2 Z_{eref}^2 + V_{neref}^2 + \frac{V_n^2 + V_{ne1}^2 + V_{ne2}^2}{4})^{\frac{1}{2}} \quad (3.22)$$

Si el CMRR es lo suficientemente elevado, la tensión de ruido a la salida será aproximadamente la debida a la tensión de modo diferencial de entrada.

La tensión de ruido debida a los dos electrodos podrá calcularse a partir de la ecuación (3.21) si se conoce la tensión de ruido asociada al amplificador y la corriente de ruido I_{n1} , que pueden hallarse fácilmente si se miden la tensión de ruido a la salida del amplificador con su entrada en cortocircuito, y la tensión de ruido a la salida del amplificador cuando entre los dos terminales de entrada se conecta una resistencia conocida.

Con el circuito descrito anteriormente se ha medido la tensión de ruido y la impedancia de dos electrodos separados unos 10 cm situados en la parte anterior del antebrazo izquierdo.

La forma de la densidad espectral de ruido es similar a la obtenida para los electrodos situados cara a cara variando los parámetros de la ecuación 3.19 como sigue

$$\begin{aligned} 1,2 &\leq \alpha < 2 \\ 1000 &< f_c < 15000 \\ 1,8 \cdot 10^{-8} &< e_{n0} < 6 \cdot 10^{-8} \end{aligned}$$

El valor eficaz de la tensión de ruido en el ancho de banda de interés (0,5 Hz a 500 Hz) varía entre $1 \mu V_{rms}$ y $15 \mu V_{rms}$.

La densidad espectral de ruido térmico obtenida a partir de las medidas de impedancia sobre los mismos electrodos, también puede ajustarse mediante la ecuación (3.19). En este caso los tres parámetros de la ecuación varían entre

$$\begin{aligned} 0,5 &< \alpha < 0,9 \\ 3000 &< f_c < 8000 \\ 1,5 \cdot 10^{-9} &< e_{n0} < 9 \cdot 10^{-9} \end{aligned}$$

El valor eficaz de la tensión obtenida en este caso para el mismo ancho de banda varía entre $500 nV_{rms}$ y $800 nV_{rms}$.

La figura 3.16 muestra las densidades espectrales del ruido medido y del ruido térmico calculado a partir de la impedancia de dos pares de electrodos situados sobre el cuerpo.

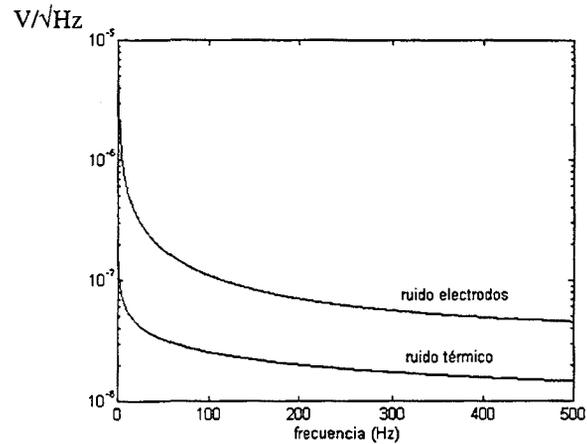


Figura 3.17 Densidad espectral de ruido y densidad espectral de ruido térmico para un par de electrodos (3M Red Dot) situados sobre la parte interna del antebrazo.

De los cálculos y la gráfica anterior se desprende que el ruido térmico es hasta 10 veces menor que el ruido medido sobre los electrodos. El parámetro α es siempre menor que la unidad para el ruido térmico mientras que siempre es mayor que uno para el ruido medido.

El ruido de los electrodos situados sobre el cuerpo varía de individuo a individuo y depende también de la zona del cuerpo donde se mida. Por ejemplo, el ruido medido sobre una pierna es menor que el ruido obtenido en el antebrazo. Al contrario que para los electrodos conectados cara a cara, no se aprecia una variación de ruido significativa al variar el área del electrodo cuando está sobre el cuerpo, tal vez debido a una mayor presencia de EMG cuando el área del electrodo es mayor (Fernández M. and Pallás Areny R., 1992).

3.3.3 CONCLUSIONES SOBRE EL RUIDO DE LOS ELECTRODOS

En la medida de micropotenciales cardíacos, además de considerar la impedancia de los electrodos para el diseño del sistema de adquisición se debe tomar en consideración su ruido, ya que en mayor o menor parte contribuye al ruido total presente en un registro.

Si bien en algunas ocasiones se ha asociado el ruido del electrodo al ruido térmico debido a la parte real de su impedancia, se ha comprobado aquí que el ruido del electrodo es superior tanto en electrodos conectados cara a cara como en electrodos sobre la superficie del cuerpo.

Es sabido que la impedancia de los electrodos disminuye al aumentar la frecuencia. La densidad espectral de ruido de los electrodos presenta también una característica decreciente con la frecuencia de la forma $1/f^\alpha$. El valor de α está entre 1 y 2 para electrodos conectados cara a cara y entre 1,2 y 2 para electrodos situados sobre el cuerpo.

A frecuencias inferiores a 10 Hz, el ruido de los electrodos conectados cara a cara presenta variaciones con el área del electrodo (aumenta al disminuir el área), y con el tipo de gel electrolítico utilizado.

Distintos tipos de electrodos comerciales neonatales, pediátricos y para adultos presentan un nivel de ruido similar a frecuencias superiores a 10 Hz. Por lo tanto se pueden utilizar electrodos neonatales en las medidas de micropotenciales cardíacos cuando se aplique promediado espacial como técnica de reducción de ruido, ya que aunque el tamaño de estos electrodos es menor, presentan niveles de ruido similares a los electrodos para adultos.

La tensión de offset de un par de electrodos conectados cara a cara puede ser tomada como un indicador de como será su nivel de ruido y su impedancia. Si la tensión de offset es elevada, el ruido que presenta el par de electrodos también lo es así como su impedancia. Sin embargo, que un par de electrodos presente una impedancia elevada, no implica que su tensión de offset también lo sea.

El ruido que presentan los electrodos situados sobre el cuerpo se debe medir siempre con el sujeto completamente relajado para que la contribución del EMG de la zona del cuerpo donde se encuentran posicionados los electrodos sea mínima.

El ruido de un par de electrodos sobre el cuerpo varía en función de la zona del cuerpo donde se sitúa el electrodo y de individuo a individuo. Dicho ruido es lo suficiente elevado (entre $1 \mu\text{V}_{\text{rms}}$ y $15 \mu\text{V}_{\text{rms}}$) para que su contribución en el ruido total presente en un registro sea tomada en consideración.

3.4 FUENTES DE RUIDO INTERNAS.

3.4.1 EL ELECTROMIOGRAMA (EMG).

El electromiograma es el registro en la superficie del cuerpo de los potenciales de acción de los músculos. Un músculo esquelético comprende un número determinado de unidades motoras. Cada unidad motora es un conjunto de fibras musculares inervadas por las ramas terminales de una única α -motoneurona, cuyo núcleo se encuentra en la columna vertebral. La unidad motora es la menor parte de un músculo que el sistema nervioso central puede controlar individualmente.

El sistema nervioso central controla la fuerza muscular ajustando el número de motoneuronas implicadas en una determinada acción y la frecuencia de 'disparo' de cada motoneurona. La secuencia de disparo de una motoneurona activa se puede describir como un tren de funciones δ cuya separación en el tiempo es una variable aleatoria. Las secuencias de disparo de α -motoneuronas distintas son en general distintas e incorreladas.

El disparo de una motoneurona crea en la fibra muscular que inerva dos zonas de despolarización que se desplazan en sentido contrario hacia los dos extremos de la fibra muscular, generándose dos potenciales de acción que viajan a la velocidad de conducción de las fibras musculares. La suma de los potenciales de acción de las fibras pertenecientes a una misma unidad motora constituye el potencial de acción de la unidad motora MUAP (Motor Unit Action Potential).

El electromiograma detectado en la superficie de la piel o en el interior de un músculo es la suma de las contribuciones de todos los MUAP implicados en una determinada acción. Como los MUAP tienen diferentes formas y las frecuencia de excitación de las unidades motoras es irregular, se puede describir el EMG superficial como un proceso estocástico de banda limitada cuya distribución de amplitudes es gaussiana, y cuyo espectro está comprendido desde continua hasta 500 Hz aproximadamente (Knaflitz M. and Balestra G., 1991).

La amplitud del EMG registrado en la superficie del cuerpo cuando se realiza una contracción muscular voluntaria oscila entre 100 μV y 2 mV. Dicha amplitud depende mucho del tipo de electrodo utilizado, del músculo que se contrae y del nivel de contracción (del número de unidades motoras implicadas). El EMG registrado mediante electrodos de aguja, como consecuencia de una contracción muscular espontánea es de amplitud menor entre 30 μV y 50 μV (Martí J., 1988).

En las medidas de electrocardiografía de alta resolución la principal fuente de ruido será el electromiograma generado por los músculos de la caja torácica, es decir la musculatura torácica autóctona y la musculatura torácica secundaria. Los músculos pertenecientes a la musculatura torácica autóctona son los intercostales internos, medios y externos, los subcostales y el transverso torácico. Los músculos pectorales mayor y menor, el serrato anterior, el subclavio y el preesternal forman parte de la musculatura torácica secundaria. En la figura 3.18 puede verse la disposición de la mayor parte de la musculatura torácica.

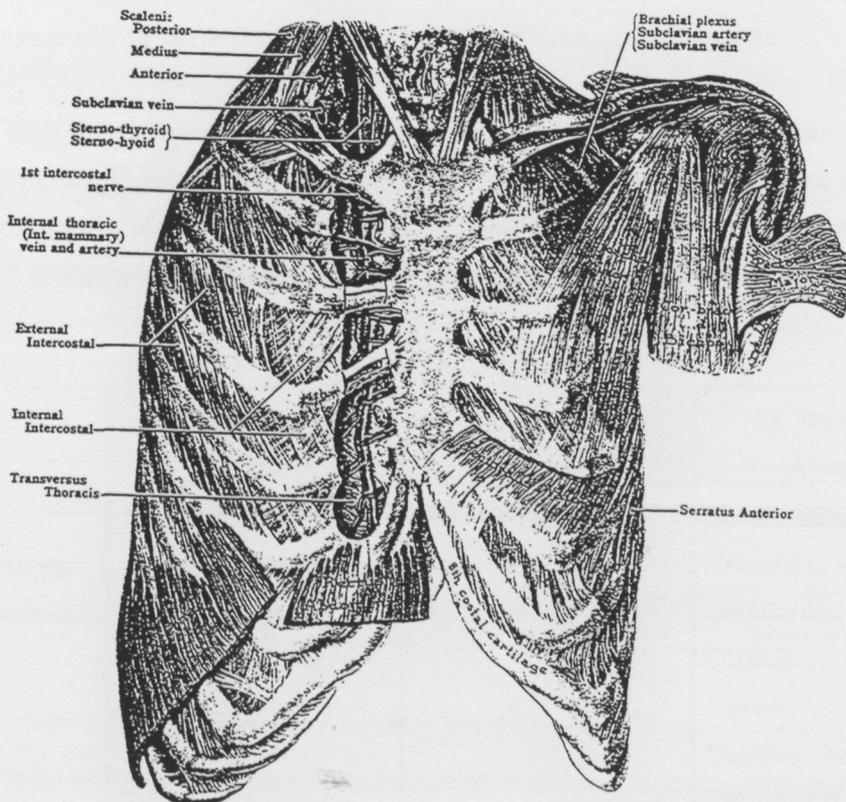


Figura 3.18 Musculatura torácica (Boileau Grant J.C., 1972).

Debido a la gran masa muscular existente en la región donde se posicionan los electrodos para electrocardiografía, a que el ancho de banda del EMG coincide con el ancho de banda de las señales de interés y a la amplitud que puede alcanzar la señal electromiográfica superficial, se considera que el EMG es la principal fuente de ruido en electrocardiografía de alta resolución.

3.4.2 EL EMG DE SOPORTE Y EL EMG RESPIRATORIO.

El EMG presente en un registro electrocardiográfico proviene de dos posibles fuentes. La primera, EMG de soporte, es debida a la actividad que desarrollan los músculos torácicos no relacionada con el proceso respiratorio, bien sea para mantener su tono, o debida a factores externos como puede ser el frio, o el estado de intranquilidad del paciente cuando se somete a un registro, que provocan contracciones más o menos intensas de la musculatura torácica.

Si bien se ha demostrado que hay poca o ninguna actividad espontánea de los músculos esqueléticos cuando el individuo está en reposo (Ganong W.F., 1986), y por lo tanto el EMG debido a estos músculos será prácticamente nulo, los factores externos mencionados anteriormente hacen que el EMG de soporte deba ser tomado en consideración .

El nivel del EMG de soporte variará de individuo a individuo, y variará también en función de la derivación electrocardiográfica que se registre.

El EMG respiratorio es debido a la actividad que desarrollan los músculos respiratorios durante el proceso de respiración. La respiración espontánea se produce por la descarga rítmica de las motoneuronas que inervan los músculos respiratorios. La tabla 3.2 muestra los músculos respiratorios principales y secundarios y su función (Roche,1993)

| M. Inspiratorios. | M. Inspiratorios Auxiliares | M. Espiratorios | M. Espiratorios Auxiliares |
|----------------------------|--------------------------------|----------------------------|-------------------------------|
| Diafragma | Esternocleidomastoideo | Intercost. internos | Rectos del abdomen |
| Intercost. externos | Escaleno anterior | Transverso torácico | Transverso del abdomen |
| Intercost. internos | Escaleno medio | Subcostal | Oblicuo ext. abdomen |
| | Escaleno posterior | | Oblicuo int. abdomen |
| | Pectoral mayor | | Espinal |
| | Pectoral menor | | Cuadrado lumbar |
| | Serrato post. superior | | Serrato post. inferior |
| | Serrato anterior | | |

Tabla 3.2 Musculatura que interviene en el proceso respiratorio.

El 75% del cambio en el volumen intratorácico lo produce el diafragma, que no es un músculo torácico, y por lo tanto en principio su actividad eléctrica no aumenta el nivel de ruido en el ECG. Los otros músculos respiratorios importantes son los músculos intercostales externos, cuya actividad eléctrica sí puede contribuir al ruido. El diafragma junto con los músculos intercostales externos pueden mantener por sí solos la ventilación adecuada en reposo.

La inspiración es siempre un proceso activo; la contracción de los músculos inspiratorios aumenta el volumen torácico. Sin embargo, durante la respiración tranquila la espiración es un proceso espontáneo, en el sentido de que no se contraen músculos que hagan disminuir el volumen torácico. Durante la primera parte de la espiración se contraen los músculos inspiratorios para retardar la espiración. Cuando aumenta la ventilación y la respiración es más forzada, entran en juego también los músculos espiratorios.

De todo lo anterior se deduce que el EMG presente en el ECG será mayor en la inspiración que en la espiración, y que si el paciente está completamente relajado el EMG registrado en la superficie del cuerpo será casi exclusivamente debido a la actividad de los músculos intercostales externos.

El efecto de la respiración no sólo se manifiesta en el ECG a través de las variaciones del EMG superficial sino que el proceso respiratorio produce también alteraciones en el propio ECG, no tan sólo en el ritmo cardíaco sino también en la forma de onda. Algunas derivaciones se ven mucho más afectadas que otras por la acción de la respiración. Einthoven y colaboradores en 1913 establecieron que en la derivación estándar II apenas existen variaciones en la morfología de las ondas debidas a la respiración, y en cambio en las derivaciones estándar I y III se observan cambios apreciables (Einthoven W., et al. 1913). Pallás Areny y colaboradores apuntan que la interacción de la respiración en el ECG se puede modelar mediante una modulación, pudiéndose seguir fácilmente la señal respiratoria a partir de las variaciones de la onda R del ECG (Pallás Areny R. et al, 1987).

Las figuras 3.19a , 3.19b,3.19c y 3.19d contienen las derivaciones estándar I y II de dos sujetos diferentes donde se observa la variación en la amplitud de las ondas descrita anteriormente.

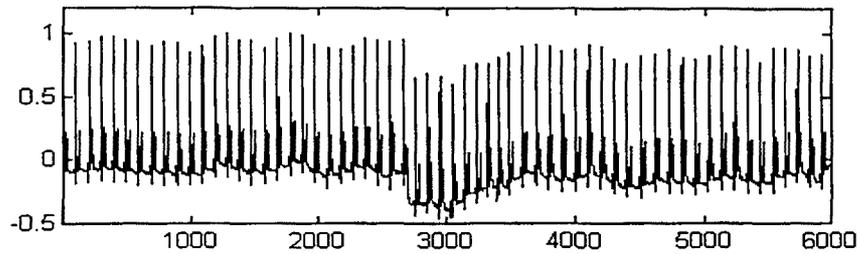


Figura 3.19a Derivación estándar I sujeto A. Eje vertical unidades normalizadas. Eje horizontal unidades arbitrarias

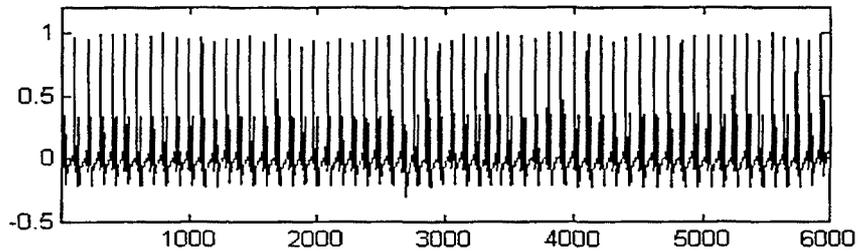


Figura 3.19b Derivación estándar II sujeto A. Eje vertical unidades normalizadas. Eje horizontal unidades arbitrarias

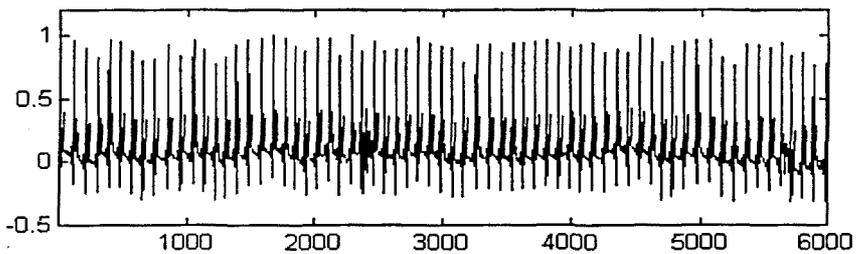


Figura 3.19c Derivación estándar I sujeto B. Eje vertical unidades normalizadas. Eje horizontal unidades arbitrarias

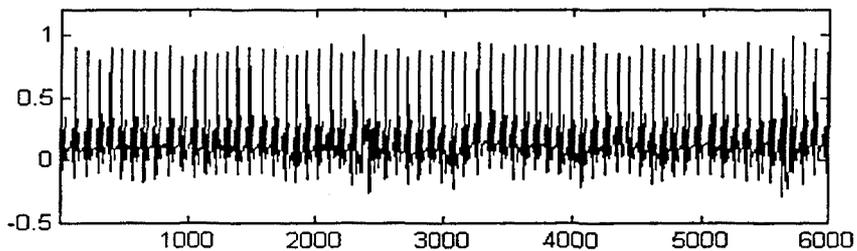


Figura 3.19d Derivación estándar II sujeto B. Eje vertical unidades normalizadas. Eje horizontal unidades arbitrarias

Las figuras 3.20a 3.20b 3.20c y 3.20d muestran la variación de la amplitud de la onda R latido a latido y el ruido asociado a cada ciclo cardíaco, calculado como la variancia de un fragmento del segmento TP de 250 ms de duración, para cada uno de los dos sujetos anteriores.

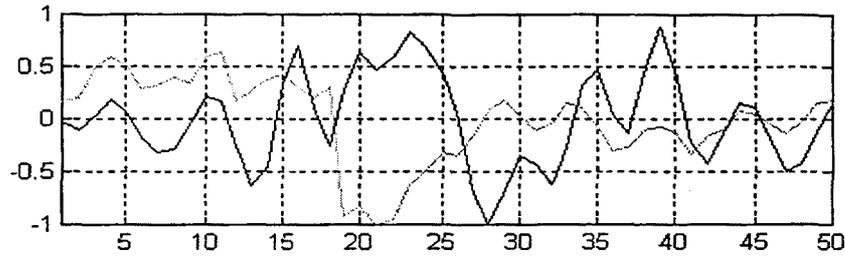


Figura 3.20a Sujeto A, derivación estándar I. Variación latido a latido de la amplitud onda R del ECG (trazo gris) y variancia del ruido en el segmento TP (trazo negro). Unidades eje vertical normalizadas.

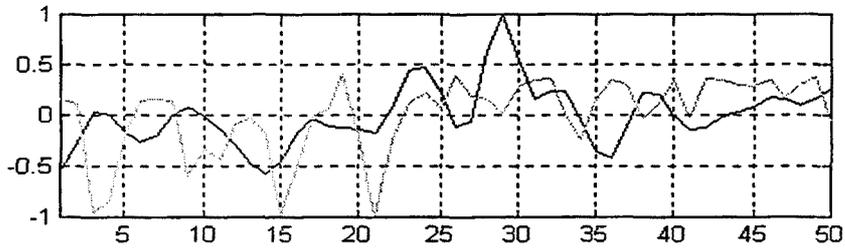


Figura 3.20b Sujeto A, derivación estándar II. Variación latido a latido de la amplitud onda R del ECG (trazo gris) y variancia del ruido en el segmento TP (trazo negro). Unidades eje vertical normalizadas.

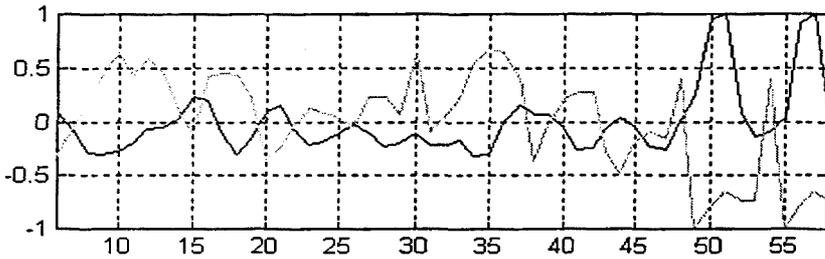


Figura 3.20c Sujeto B, derivación estándar I. Variación latido a latido de la amplitud onda R del ECG (trazo gris) y variancia del ruido en el segmento TP (trazo negro). Unidades eje vertical normalizadas.

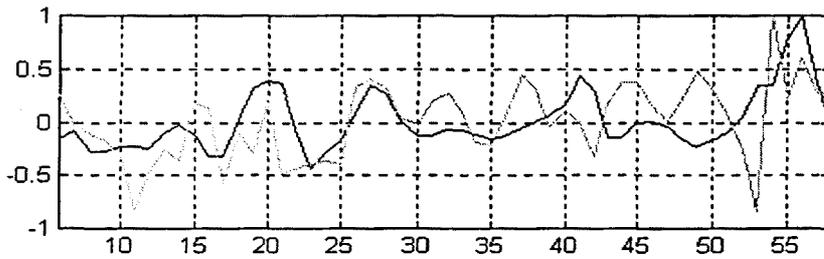


Figura 3.20d Sujeto B, derivación estándar II. Variación latido a latido de la amplitud onda R del ECG (trazo gris) y variancia del ruido en el segmento TP (trazo negro). Unidades eje vertical normalizadas.

En la figura 3.20 puede observarse que para la derivación estándar I la forma de onda de la amplitud de la onda R y la forma de onda del ruido del intervalo TP de cada latido son similares si bien se observa un desfase entre ambas. Este desfase se puede atribuir a que los músculos intercostales externos y el diafragma no se relajan al final de la inspiración sino que se mantienen en tensión al principio de la espiración para evitar una retracción demasiado rápida de la cavidad torácica y retardar la espiración.

En la derivación estándar II sin embargo, no se observa que exista relación alguna entre las formas de onda asociadas a la variación de la amplitud de la onda R y la forma de onda asociada a la variancia del ruido del intervalo TP de cada uno de los ciclos cardíacos. Esto se puede atribuir al hecho de que esta derivación sufre variaciones mucho menores que la derivación estándar I con la respiración, y por lo tanto la contribución al ruido del EMG de los músculos respiratorios es menor.

La figura 3.21 muestra 120 ms de un segmento isoelectrico TP para las derivaciones estándar I y estándar II, registradas simultáneamente.

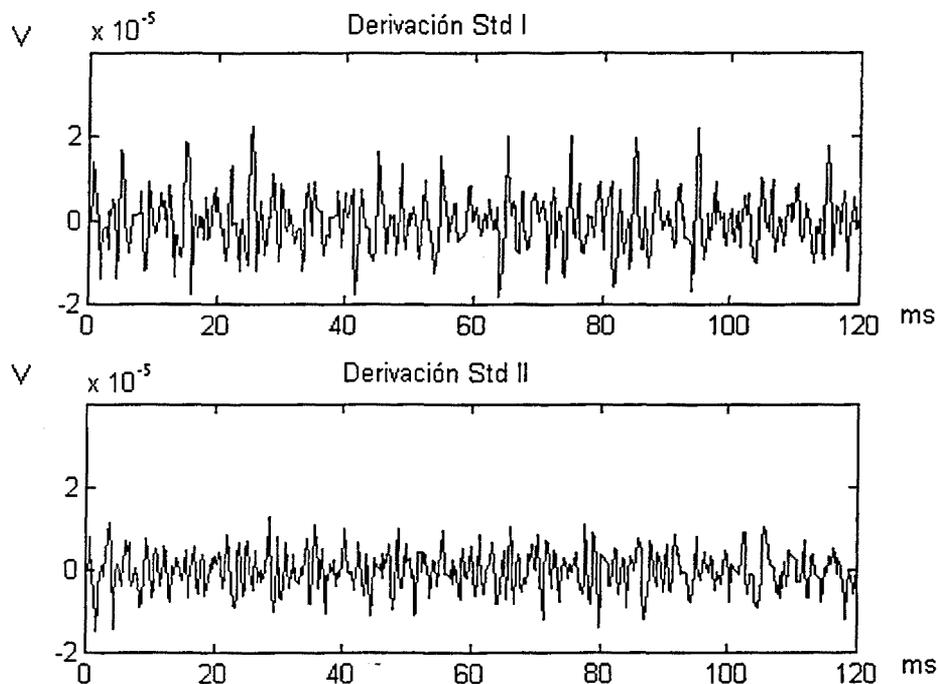


Figura 3.21 Segmentos isoelectricos de un mismo ciclo cardíaco en las derivaciones estándar I y estándar II.

El ruido presente en el segmento isoelectrico es debido en su mayor parte al EMG. En la figura 3.21 puede observarse a simple vista que el EMG en la derivación estándar I es mayor que el EMG en la derivación estándar II. Esto ocurre con independencia del instante del ciclo respiratorio en que se encuentre el ciclo cardíaco analizado. La variancia del ruido en dicho segmento isoelectrico es de $6,63 \mu V_{rms}$ en la derivación estándar I y de $4,66 \mu V_{rms}$ en la derivación estándar II.

Del estudio anterior se deduce que el EMG presente en el registro de micropotenciales cardíacos varía de sujeto a sujeto, en función del instante del ciclo respiratorio en que se encuentre el ciclo cardíaco (el nivel de ruido menor coincide en parte con la espiración) y depende de la derivación que se utilice para el registro (la derivación estándar II presenta un nivel de EMG menor que la derivación estándar I).

3.4.3 CONCLUSIONES SOBRE LAS FUENTES DE RUIDO INTERNO

El EMG es la fuente de ruido más importante en el registro de micropotenciales cardíacos. Su amplitud varía de sujeto a sujeto, en función de la zona del cuerpo donde se sitúen los electrodos y depende además del nivel de contracción del músculo. Por lo tanto, además de ser la fuente de ruido más importante es la menos controlable a no ser que se suministren al paciente fármacos relajantes.

Se pueden distinguir dos tipos de EMG. El primero es el EMG de soporte, que es debido a la actividad muscular que mantiene el tono muscular y que puede ser provocada también por factores externos como el frío o un estado de intranquilidad.

El otro tipo de EMG es el respiratorio, que es debido a la actividad que desarrollan ciertos músculos en el proceso respiratorio. La señal electrocardiográfica se ve afectada por la respiración. Einthoven demostró que en algunas de las derivaciones el efecto de la respiración es notable (derivaciones estándar I y III) mientras que en otras (derivación estándar II) apenas es apreciable.

De la misma manera que la amplitud de la señal de ECG se ve afectada por la respiración, la amplitud del EMG debido a los músculos respiratorios también se ve afectada.

En la derivación estándar I la variancia del ruido del segmento isoelectrico TP se ve afectada por variaciones similares a las de la amplitud de la onda R, aunque con un cierto retraso, en cambio en la derivación estándar II esta relación apenas se aprecia.

La derivación estándar II presenta niveles de EMG menores que la derivación estándar I para un mismo instante del ciclo respiratorio.

Debido a que los niveles de EMG presentes en un registro son bastante elevados, será necesario aplicar alguna o varias técnicas de reducción de ruido a los registros para poder detectar micropotenciales cardíacos.

Capítulo 4
FUENTES DE INTERFERENCIA EN EAR.

4.1 FUENTES DE INTERFERENCIA

La adquisición de una señal bioeléctrica no es un proceso selectivo. Junto a la señal de interés coexisten otras que pueden degradar en mayor o menor medida la calidad final del registro. En el capítulo anterior se describieron algunas de estas señales, aquellas que por sus características pueden ser descritas como ruido. En este capítulo se describe otro tipo de perturbaciones que se agrupan bajo el epígrafe de interferencias.

Una interferencia es toda señal no deseada presente a la salida de un circuito y que no es propia del circuito de medida en sí. En el caso de la adquisición de micropotenciales cardíacos, el circuito de medida está formado por el paciente, los electrodos, los cables y el sistema de adquisición propiamente dicho. El EMG, el ruido de los electrodos y el ruido electrónico son fuentes de ruido. Cualquier otra señal presente a la salida del circuito debe ser catalogada como interferencia.

Para que exista un problema de interferencias en la medida de micropotenciales cardíacos se deben conjugar tres factores. Debe existir en primer lugar una fuente de interferencias, en segundo lugar un receptor de dichas interferencias y en tercer lugar un camino de acoplamiento entre la fuente de interferencias y el receptor (Gerke and Kimmel, 1995).

A continuación se describen las distintas fuentes de interferencia así como sus caminos de acoplamiento al circuito de medida y las distintas partes de dicho circuito que son susceptibles de ser receptores de interferencias, centrándose siempre el estudio en las interferencias cuya frecuencia se encuentre dentro del ancho de banda de la señal de interés.

Se estudian los posibles parámetros que intervienen en los modelos utilizados para el estudio de las interferencias, contrastando los valores medidos y calculados con las referencias bibliográficas.

Se estudia el efecto de las interferencias en sistemas de registro de dos y tres electrodos, considerándose para cada caso la posibilidad de que el sistema sea aislado o no. Se consideran las interferencias en modo diferencial, en modo común y en modo aislado.

4.2 LA RED DE DISTRIBUCIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA.

Actualmente es difícil encontrar un entorno de medida donde no esté presente la red de distribución de energía eléctrica. La mayor parte de los instrumentos de medida que se pueden encontrar en un laboratorio de investigación o en una sala de exploración de un hospital están alimentados a través de dicha red.

La presencia de la red de distribución de energía eléctrica conlleva la aparición de campos eléctricos y magnéticos a su alrededor, que interactúan con el paciente y el sistema de medida, provocando la presencia de interferencias superpuestas a la señal de interés.

Numerosos autores han tratado el tema de las interferencias producidas por la red de distribución de energía eléctrica en registros de potenciales bioeléctricos, especialmente sobre el ECG, aunque el estudio en la mayoría de los casos suele estar enfocado a la adquisición del electrocardiograma estándar y no a medidas de electrocardiografía de alta resolución.

Huhta y Webster estudiaron las interferencias de red sobre sistemas de registro de ECG de tres electrodos, separándolas según que su origen sea el campo magnético o el campo eléctrico producido por la red. Definieron cuatro caminos por los cuales la interferencia puede estar presente en el proceso de medida: inducción magnética, corrientes de desplazamiento sobre los cables de medida, corrientes de desplazamiento sobre el cuerpo e imperfecciones del equipo de medida y las interconexiones (Huhta and Webster, 1973).

Thakor y Webster realizaron un estudio similar al anterior extendiéndolo a sistemas de registro de dos electrodos, estableciendo los parámetros para un diseño óptimo del amplificador en diferentes situaciones de medida (Thakor and Webster, 1980).

Metting van Rijn estableció cuatro focos de origen de las interferencias: las corrientes de desplazamiento sobre el cuerpo, las corrientes acopladas al amplificador cuando es aislado, las corrientes sobre los cables de medida y las interferencias de origen magnético. Estudió también la influencia de la tensión en modo común y apunta posibles soluciones para reducirla así como para reducir las interferencias que se acoplan a los cables de medida. (A.C. Metting van Rijn et al., 1990). También

realizó un estudio sobre la influencia de las interferencias en modo aislado (A.C. Metting van Rijn et al., 1991).

Pallás-Areny realizó un estudio de las interferencias de origen externo en amplificadores de biopotenciales de dos y tres electrodos, a través del concepto de impedancia de acoplamiento efectiva, considerando dos situaciones de medida, amplificador aislado y amplificador no aislado (Pallás-Areny, 1988).

Wood y colaboradores realizaron un estudio sobre sistemas de dos y tres electrodos mediante simulación, donde las únicas fuentes de interferencia que consideran son las corrientes de desplazamiento sobre los cables de medida, y las tensiones de modo común y de modo aislado (Wood D.E., 1995).

En la mayor parte de los trabajos anteriores se establece que el límite para que las interferencias no degraden excesivamente la señal ha de ser un 1% de la amplitud de la señal que se desea medir. Los micropotenciales cardíacos tienen amplitudes en la superficie del cuerpo que oscilan entre 3 μV y 10 μV ; por lo tanto, el valor máximo aceptable para la amplitud de las interferencias estará entre 30 nV y 100 nV.

Ninguno de los anteriores trabajos considera todas las posibles fuentes de interferencia presentes en el entorno de medida, ni todos los posibles puntos de acoplamiento de las interferencias, ni todos los factores cuyo desequilibrio puede influir en una mayor presencia de interferencias en las medidas. En concreto no se consideran las interferencias de origen interno generadas por la fuente de alimentación del sistema de medida, ni las interferencias que se acoplan directamente sobre los electrodos, y en general se ha considerado que el desequilibrio de las impedancias de modo común del amplificador es despreciable, así como la impedancia del tórax entre los dos electrodos de medida (este último factor sólo es tomado en consideración por Pallás-Areny), y entre los electrodos de medida y el electrodo de referencia.

Para poder cumplir los límites de amplitud de las interferencias establecidos anteriormente, los modelos para analizar la presencia de interferencias en las medidas de micropotenciales cardíacos deben considerar todos los factores que pueden contribuir a su presencia.

A continuación se estudiarán las interferencias en los registros de micropotenciales cardíacos considerando todos los posibles factores contribuyentes a su presencia. No se utilizará el concepto de impedancia de acoplamiento efectiva ya que si bien es de utilidad para el estudio de las interferencias externas, no permite modelar la presencia de interferencias internas. Aunque alguno de los trabajos citados anteriormente lo hace, no se considerarán tampoco las interferencias externas acopladas sobre el amplificador, ya que no influyen en la medida, al estar este último recubierto por una envoltura metálica conectada a tierra para garantizar la seguridad del paciente y los usuarios.

4.3 ORIGEN Y ACOPLAMIENTO DE LAS INTERFERENCIAS DE RED

Las interferencias en registros de biopotenciales cardíacos cuyo origen es la red de distribución de energía eléctrica se estudian mediante modelos de acoplamiento de las señales de la red a las distintas partes que configuran el circuito de medida.

La figura 4.1 muestra el modelo general propuesto para el estudio del acoplamiento de las interferencias de red al sistema de medida.

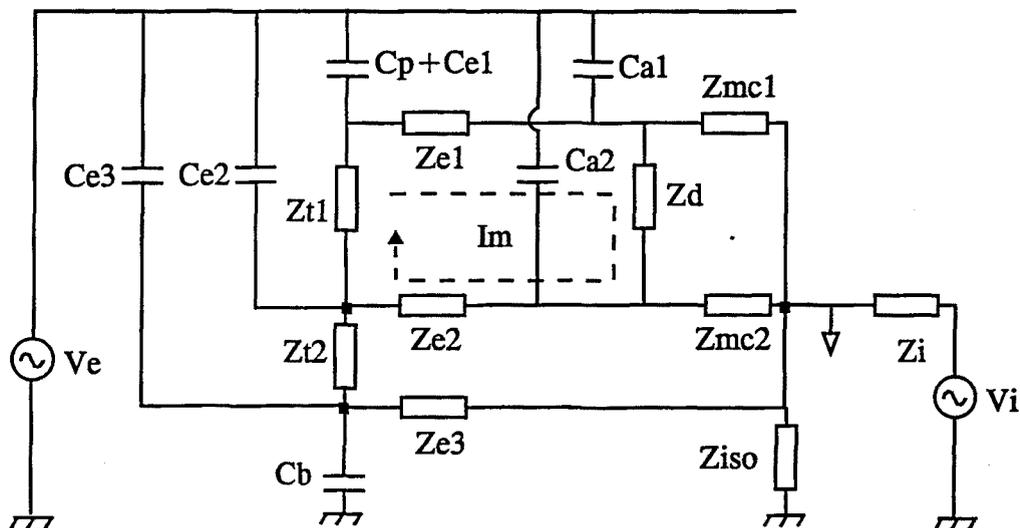


Figura 4.1. Modelo general para describir el acoplamiento de las interferencias de red

En el modelo existen dos generadores V_e y V_i . El primero representa la tensión de red, y el segundo, V_i junto con la impedancia Z_i modela las interferencias internas del sistema de medida cuyo origen es la red de distribución de energía eléctrica (V_i y Z_i están analizados en el apartado 4.5).

Los cables de distribución de la energía eléctrica, el cuerpo humano, las conexiones metálicas de los electrodos y los cables de medida del sistema de registro son conductores. Entre dos conductores existe una capacidad parásita que se modela mediante un condensador. Los condensadores C_p , C_{e1} , C_{e2} , C_{e3} , C_{a1} y C_{a2} modelan el acoplamiento entre los cables de la red de distribución de energía eléctrica y el cuerpo humano, los dos electrodos de medida y el electrodo de referencia, y los dos cables de medida del sistema respectivamente. El condensador C_b representa el acoplamiento del cuerpo humano a tierra.

Las impedancias Z_{e1} , Z_{e2} y Z_{e3} son las impedancias de los dos electrodos de medida y del electrodo de referencia, y las impedancias Z_{t1} y Z_{t2} son respectivamente la impedancia del cuerpo humano entre los dos electrodos de medida, y entre uno de los electrodos de medida y el electrodo de referencia.

La corriente I_m es debida al acoplamiento magnético sobre el bucle del circuito de medida formado por el tórax los dos electrodos de medida, los cables y la impedancia de entrada en modo diferencial del amplificador.

El amplificador de medida se modela mediante su impedancia de entrada en modo diferencial Z_d , las dos impedancias de entrada en modo común Z_{mc1} y Z_{mc2} y la impedancia de aislamiento Z_{iso} . También deben considerarse en el cálculo de las interferencias el CMRR y el IMRR del amplificador aunque no aparezcan en el modelo.

Respecto a los modelos convencionales se han añadido las interferencias de origen interno al equipo representadas por V_i y Z_i , las capacidades de acoplamiento directo a los electrodos y la impedancia del cuerpo entre los electrodos de medida y el electrodo de referencia.

Los valores de algunos de los parámetros anteriores dependen en gran manera del entorno de medida. Los condensadores C_p , C_b , C_{e1} , C_{e2} , C_{a1} y C_{a2} dependen de la distancia y orientación del paciente, los electrodos y los cables de medida, a la línea de la red y a tierra, y por lo tanto sus valores pueden variar de un entorno de medida a otro, Lo mismo ocurre con la impedancia de aislamiento.

La tabla 4.1 presenta los valores de C_p , C_b , y Z_{iso} que se encuentran referenciados en la literatura. La mayoría de estos valores son estimados, no medidos.

| Referencia | C_p | C_b | Z_{iso} |
|-------------------------------|-------|--------|--|
| Metting van Rijn (1990, 1991) | 3 pF | 300 pF | 100 M Ω , 32 M Ω , 10 M Ω |
| Pallás -Areny (1988) | 2 pF | 200 pF | 22 M Ω , 220 M Ω |
| Thakor (1980) | 2 pF | 200 pF | 1,6 G Ω |
| Wood (1995) | 2 pF | 200 pF | 3 G Ω |

Tabla 4.1 Valores habituales estimados de algunos de los parámetros del modelo de la figura 4.1

Pallás-Areny y Colominas presentan un método simple para medir el valor de las capacidades parásitas entre el paciente y las líneas de distribución de tensión y el

paciente y tierra (Pallás-Areny et al., 1991). Este método puede ser extendido a la medida de la capacidad de acoplamiento entre los electrodos y las líneas de distribución de tensión y los electrodos y tierra.

Aplicando éste método se han obtenido los valores de las capacidades de acoplamiento al paciente y al electrodo, para un paciente tendido en horizontal sobre una camilla de madera. La distancia del paciente a las líneas de distribución de energía eléctrica era de 2 m aproximadamente y la distancia al suelo de 1 m. Los valores obtenidos para las capacidades de acoplamiento son: $C_p=0,15$ pF, $C_b=190$ pF, $C_e= 0,04$ pF.

El cálculo de la capacidad de acoplamiento entre la red y los cables de medida los cables de medida se ha realizado tomando como referencia la disposición de la figura 4.2 (Paul C.R.,1992).

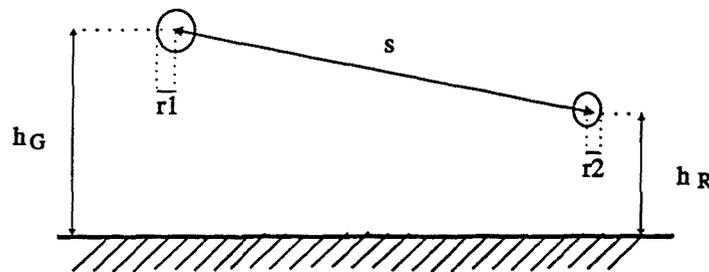


Figura 4.2 Situación de los cables de red y medida para el cálculo de la capacidad de acoplamiento entre ellos.

La capacidad de acoplamiento por unidad de longitud entre dos cables en presencia de un plano de masa se puede calcular mediante la ecuación (Paul C.R.,1992)

$$\frac{C_{12}}{l} = \frac{l_m}{v^2(l_G l_R - l_m^2)} \quad (4.1)$$

donde v es la velocidad de propagación de la onda, l_G y l_R son las inductancias de los cables generador y receptor de interferencias respectivamente y l_m la inductancia mutua entre los dos cables.

El valor de las inductancias anteriores en función de los parámetros geométricos de la figura 4.2 es

$$\begin{aligned}
l_G &= \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \frac{2h_G}{r_1} \\
l_R &= \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \frac{2h_R}{r_2} \\
l_m &= \frac{\mu_0}{4\pi} \ln \left(1 + \frac{4h_G h_R}{s^2} \right)
\end{aligned} \tag{4.2}$$

Sustituyendo las expresiones de (4.2) en (4.1) se obtiene la capacidad de acoplamiento en función de los parámetros de la figura 4.2,

$$\frac{C_{12}}{l} = \frac{\pi\epsilon \ln \left(1 + 4 \frac{h_G h_R}{s^2} \right)}{\ln \left(\frac{2h_G}{r_1} \right) \ln \left(\frac{2h_R}{r_2} \right) - \frac{1}{4} \ln^2 \left(1 + 4 \frac{h_G h_R}{s^2} \right)} \tag{4.3}$$

donde ϵ es la constante dieléctrica del medio y los restantes parámetros son los de la figura 4.2.

La capacidad de acoplamiento entre los cables de medida y la red de distribución de energía eléctrica se puede calcular mediante (4.3), tomando para los diferentes parámetros los siguientes valores: $h_G = 3\text{m}$, $h_R = 1\text{m}$, $s = 2\text{m}$, $r_1 = 5\text{mm}$, $r_2 = 2\text{mm}$, $l = 1\text{cm}$ y $\epsilon = 8,85 \times 10^{-12}\text{ F/m}$. Se ha tomado como longitud de los cables de medida 1 cm debido a que habitualmente dichos cables se encuentran apantallados en casi toda su longitud, quedando sin pantalla los puntos donde se realizan las conexiones. Dado que los dos cables de medida se encuentran habitualmente bastante juntos, la capacidad de acoplamiento será aproximadamente la misma para los dos. Con los valores anteriores, la capacidad de acoplamiento entre los cables de medida y la red de distribución de energía eléctrica es de: $C_{a1} = C_{a2} = 9,3\text{ fF}$.

La impedancia de la interfase electrodo-piel no es constante con la frecuencia, sino que decrece al aumentar ésta. La variabilidad del valor de esta impedancia a baja frecuencia es elevado de $10\text{ k}\Omega$ a $1\text{ M}\Omega$ a 10 Hz (Rosell et al., 1988). Dicha impedancia depende entre otros factores del estado de la piel, de la zona del cuerpo donde se mida y del tipo de electrodo. Para el cálculo de las interferencias se tomará como valor de la impedancia de la interfase electrodo-piel $10\text{ k}\Omega$, y para considerar la variabilidad de dicha impedancia de un electrodo a otro, se tomará un desequilibrio del 50% entre las impedancias de los dos electrodos.

La impedancia que presenta el tórax depende entre otros factores de la separación entre electrodos y del tipo de tejido que se considere. Huhta considera un valor para la impedancia del tórax de aproximadamente 20Ω (Huhta and Webster, 1973).

Si se considera que el tejido predominante es el tejido muscular, el valor de la impedancia del tórax, en función de la separación de los electrodos y de la orientación de las fibras musculares se puede calcular mediante (Rush, 1963)

$$Z(\alpha) = \frac{1}{2\pi a} \frac{1}{\left(\sigma_L \sigma_T (\cos^2 \alpha + \frac{\sigma_T}{\sigma_L} \sin^2 \alpha)\right)^{\frac{1}{2}}} \quad (4.4)$$

donde a es la distancia entre electrodos, α el ángulo entre la dirección de los electrodos y la dirección transversal a las fibras musculares, σ_L la conductividad del músculo paralela a las fibras y σ_T la conductividad transversal del músculo.

Se han realizado varios estudios sobre el valor de las conductividades longitudinal y transversal de los músculos en el hombre y en distintos tipos de animales, así como su comportamiento frecuencial. La tabla 4.2 resume el resultado de estos estudios para tejido muscular humano, a frecuencias entre 10 y 100 Hz, así como el valor de impedancia longitudinal y transversal, considerando una separación de electrodos de 10 cm.

| Referencia | $\sigma_L (\Omega m)^{-1}$ | $\sigma_T (\Omega m)^{-1}$ | $Z_L (\Omega)$ | $Z_T (\Omega)$ |
|----------------------|----------------------------|----------------------------|----------------|----------------|
| Epstein B.R. (1983) | 0,4 | 0,09 | 17,68 | 8,4 |
| Geddes L.A. (1967) | 0,41 | 0,14 | 11,36 | 6,6 |
| Gielen F.L.H. (1984) | 0,3 | 0,08 | 19,9 | 10,3 |
| Rush S. (1963) | 0,6 | 0,05 | 32 | 9,2 |

Tabla 4.2 Valores de la conductividad e impedancia transversal y longitudinal para el tejido muscular

En todos los casos, las conductividades del tejido muscular en el margen frecuencial considerado presentan un ángulo de fase prácticamente nulo. Por lo tanto, se han considerado las impedancias longitudinal y transversal resistivas. Por los valores de la tabla 4.2 parece razonable tomar 20Ω como valor máximo de la impedancia del tórax, a las frecuencias de interés.

La tabla 4.3 contiene los valores de todos los parámetros del circuito de la figura 4.1, excepto los correspondientes a las interferencias internas, que se utilizarán en los siguientes apartados para el cálculo de los niveles de interferencia que pueden estar presentes en los registros. Algunos de los parámetros de la tabla 4.3 (C_p , C_b , C_e) se han medido en las mismas condiciones en que se realizan habitualmente los registros de ECG en el laboratorio, otros se han calculado a partir de las fórmulas que los describen en la bibliografía (C_a , Z_t), y para los restantes se han tomado los valores más habituales citados en la bibliografía. El valor de las impedancias de los electrodos, de las impedancias de entrada del amplificador y de la impedancia de aislamiento son para una frecuencia de 50 Hz. Para todos los desequilibrios de impedancias se ha tomado un valor del 10% de la impedancia media, salvo para las impedancias de electrodos que se ha tomado del 50%.

| C_p (pF) | C_b (pF) | C_e (pF) | C_a (fF) | Z_t (Ω) | Z_e (Ω) | ΔZ_e (Ω) | Z_d (Ω) | Z_c (Ω) | ΔZ_c (Ω) | Z_{iso} (Ω) |
|---------------|---------------|---------------|---------------|-----------------------|-----------------------|------------------------------|-----------------------|-----------------------|------------------------------|---------------------------|
| 0,1 | 150 | 0,04 | 9,3 | 20 | 10^4 | 5×10^3 | 10^7 | 10^7 | 10^6 | 2×10^7 |

Tabla 4.3 Valores de los parámetros del circuito de la figura 4.1 empleados para estimar las interferencias. Los valores de las impedancias son a 50 Hz.

Los cálculos del nivel de interferencia presente en un registro se hacen a través de funciones de transferencia que se han obtenido mediante el programa ISAAC, un simulador simbólico de circuitos desarrollado en la Universidad Católica de Leuven, Bélgica (Gielen G. 1991). Todas las funciones de transferencia calculadas son aproximadas. Se ha tomado una cota de error máxima de un 10% para todos los cálculos.

4.4 INTERFERENCIAS DE RED EXTERNAS

Las interferencias externas de red son todas aquellas interferencias presentes en el registro de medida, que se acoplan capacitiva o inductivamente al circuito según el modelo de la figura 4.1.

El estudio de estas interferencias se estructura en dos partes atendiendo a si éstas son debidas a un campo eléctrico o bien a un campo magnético. A su vez, dentro de cada uno de estos apartados se dividirá el estudio según la parte del circuito donde se acoplen las interferencias.

4.4.1 INTERFERENCIAS POR CAMPO ELÉCTRICO.

Las interferencias por campo eléctrico también se conocen con el nombre de interferencias capacitivas ya que el acoplamiento de la interferencia al circuito víctima es capacitivo.

Entre dos conductores separados por un medio dieléctrico existe una capacidad que depende de factores geométricos como el tamaño, forma, distancia y orientación relativa de los dos conductores y de las características del medio dieléctrico que los separa. Entre un conductor y el plano de tierra existe también una capacidad cuyo valor depende también de la geometría y de las características del medio en que se encuentra.

Los cables de distribución de la energía eléctrica son conductores que están situados a un cierto potencial respecto al potencial de tierra, y a una cierta distancia del plano conductor de tierra. La presencia de un cuerpo conductor entre los cables de distribución de energía eléctrica y el plano de tierra provoca que en este conductor se acople una cierta tensión, cuyo valor dependerá entre otros factores de la distancia del conductor a los cables de tensión y al plano de tierra.

Para estudiar de la influencia de las interferencias capacitivas en registros de electrocardiografía de alta resolución se considerará la presencia de tres conductores diferentes: el cuerpo, los electrodos y los cables de medida del circuito. No se consideran las interferencias acopladas directamente al equipo de medida, ya que éste normalmente se encuentra dentro de una caja metálica que debe estar conectada a tierra, y dicha conexión hace que las interferencias acopladas a la caja del equipo no influyan en las medidas.

4.4.1.1 Acoplamiento sobre el paciente

El estudio de las interferencias acopladas sobre el paciente se realizará partiendo del modelo de la figura 4.3. Los valores de los distintos parámetros del modelo son los definidos en la tabla 4.3.

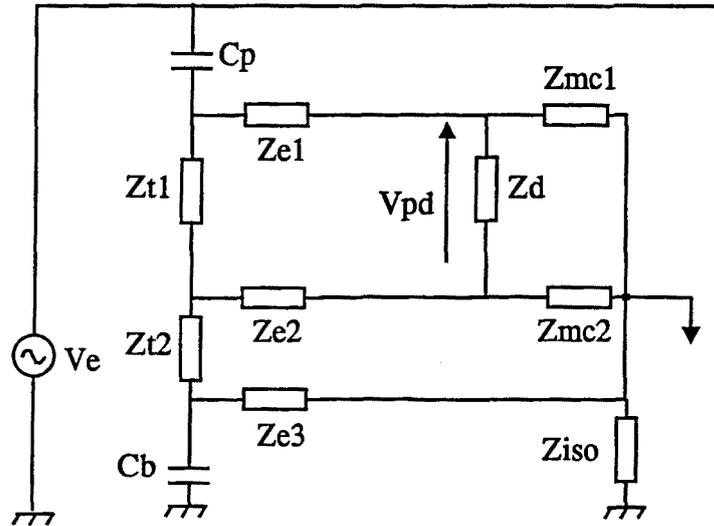


Figura 4.3 Modelo de acoplamiento de las interferencias de red externas sobre el paciente.

Para un sistema de registro de tres electrodos, la tensión interferente diferencial a la entrada del amplificador debido al acoplamiento sobre el paciente, viene dada por

$$H_{pd} = \frac{V_{pd}}{V_e} = \frac{Z_{t1}(Z_b + Z_{iso})Z_c^2 + Z_{e3}Z_b(Z_c\Delta Z_e - Z_e\Delta Z_c)}{Z_p Z_c^2 (Z_b + Z_{iso})} \quad (4.5)$$

donde Z_p y Z_b son las impedancias de los condensadores C_p y C_b a la frecuencia considerada. Las impedancias Z_e y Z_c son, respectivamente, los valores medios de las impedancias de electrodo y de modo común, y ΔZ_e y ΔZ_c los desequilibrios de dichas impedancias, obtenidos a partir de las ecuaciones,

$$\begin{aligned} Z_c &= \frac{Z_{mc1} + Z_{mc2}}{2}; & \Delta Z_c &= Z_{mc1} - Z_{mc2} \\ Z_e &= \frac{Z_{e1} + Z_{e2}}{2}; & \Delta Z_e &= Z_{e1} - Z_{e2} \end{aligned} \quad (4.6)$$

La ecuación 4.5 puede escribirse

$$H_{pd} = \frac{Z_{t1}}{Z_p} + \frac{Z_{e3}}{Z_p} \frac{Z_b}{Z_b + Z_{iso}} \frac{Z_e}{Z_c} \left(\frac{\Delta Z_e}{Z_e} - \frac{\Delta Z_c}{Z_c} \right) \quad (4.7)$$

En la ecuación (4.7) se puede ver que una parte de la interferencia en modo diferencial es debida a la caída de tensión sobre la impedancia del tórax Z_{t1} , y otra parte es debida a una fracción de la tensión en modo común que se convierte en tensión en modo diferencial a la entrada del amplificador debido al desequilibrio de las impedancias de electrodo y de modo común.

El valor mínimo de la función de transferencia para las interferencias en modo diferencial se obtiene cuando se cumple la siguiente relación

$$\frac{\Delta Z_e}{Z_e} = \frac{\Delta Z_c}{Z_c} \quad (4.8)$$

que en la práctica sólo se cumpliría si $\Delta Z_e = \Delta Z_c = 0$. Esta interferencia aumenta de forma proporcional con la impedancia del tórax, el valor de C_p y la frecuencia de la interferencia. Para los valores de los parámetros de la tabla 4.3 la tensión interferente es de 194 nV de pico. Para el caso de un acoplamiento fuerte con la red ($C_p = 2$ pF) la interferencia resultante es de unos 4 μ V de pico.

Si los desequilibrios de impedancias de electrodo y de modo común no son nulos, la tensión interferente dependerá del valor de dichos desequilibrios, siendo tan importante el desequilibrio entre impedancias de electrodos como el desequilibrio entre impedancias de modo común. Además, según se puede observar en la ecuación (4.7), la tensión interferente aumenta con la impedancia del electrodo de referencia Z_{e3} y el acoplamiento con la red C_p .

Para un desequilibrio de un 50% de impedancias de electrodo y un desequilibrio de un 10% de las impedancias de modo común, con los valores de los parámetros de la tabla 4.3 la tensión interferente en modo diferencial a la entrada del amplificador es de 230 nV de pico.

Además de la tensión en modo diferencial a la entrada del amplificador, se debe considerar el efecto de las tensiones en modo común y en modo aislado, afectadas por el CMRR y el IMRR respectivamente.

La tensión en modo común es aproximadamente la caída de tensión sobre la impedancia del electrodo de referencia Z_{e3} :

$$V_{mc} = V_e \frac{Z_{e3}}{Z_p} \frac{Z_b}{Z_{iso} + Z_b} \quad (4.9)$$

De la ecuación (4.9) se desprende que el valor de la tensión de modo común presente a la entrada del amplificador aumenta con el valor de la impedancia del electrodo de referencia (Z_{e3}) y con el acoplamiento a la red (C_p), y que disminuye al aumentar el aislamiento (Z_{iso}).

Sustituyendo los distintos parámetros por sus correspondientes valores se obtiene una tensión en modo común de 71 μ V.

La tensión en modo aislado es la caída de tensión sobre la impedancia de aislamiento Z_{iso} :

$$V_{iso} = V_e \frac{Z_{iso}}{Z_p} \frac{Z_b}{Z_{iso} + Z_b} \quad (4.10)$$

La tensión en modo aislado aumenta con el acoplamiento a la red (C_p). El valor que se obtiene para la tensión en modo aislado al sustituir los distintos parámetros por su correspondiente valor es de 137 mV.

La tensión interferente a la entrada del amplificador debida al acoplamiento sobre el paciente será la suma de las contribuciones de la tensión en modo diferencial, la tensión en modo común dividida por el CMRR del amplificador y la tensión en modo aislado dividida por el IMRR del amplificador:

$$V_p = V_d + \frac{V_{cm}}{CMRR} + \frac{V_{iso}}{IMRR} \quad (4.11)$$

Tomando para el CMRR un valor de 10^5 y para el IMRR un valor de 10^6 , la contribución de la tensión en modo común es de 0,7 nV de pico y la de la tensión en modo aislado de 137 nV. La mínima tensión interferente total debida a acoplamiento capacitivo sobre el paciente para un sistema de medida de tres electrodos, suponiendo que las tres contribuciones están en fase es de 330 nV de pico. Para un desequilibrio del 50% de las impedancias de electrodo y un desequilibrio del 10% de las impedancias de modo común la tensión interferente total es de 367 nV de pico. Puede observarse que la contribución de la tensión en modo común es prácticamente despreciable frente a las otras dos.

En el caso de que el sistema de medida sea no aislado ($Z_{iso} \rightarrow 0$) no hay tensión en modo aislado, y la tensión en modo común pasa a valer 97 μ V. El valor de la tensión en modo diferencial viene determinado casi todo por el cociente entre Z_{t1} y Z_p y por lo tanto apenas cambia. La tensión mínima interferente en modo diferencial calculada mediante la ecuación (4.11) suponiendo que la contribución de la tensión de modo común y la de la tensión en modo diferencial estén en fase es de 205 nV de pico. Para un desequilibrio del 50% de las impedancias de electrodo y un desequilibrio del 10% de las impedancias de modo común, la tensión en modo diferencial es aproximadamente de 244 nV de pico. En este caso la tensión interferente total a la entrada del amplificador es de 251 nV de pico.

Obsérvese que la tensión interferente total cuando no hay aislamiento es menor que cuando lo hay. El aumento de la seguridad del paciente aislando el sistema de medida va en detrimento de la calidad de las señales registradas debido a que la tensión interferente es mayor.

El modelo para el estudio de las interferencias acopladas sobre el paciente en un sistema de medida de dos electrodos se puede extraer de la figura 4.3 eliminando la impedancia del electrodo de referencia Z_{e3} ($Z_{e3} \rightarrow \infty$) y anulando la impedancia de paciente entre el segundo electrodo y el electrodo de referencia Z_{t2} ($Z_{t2} \rightarrow 0$).

La función de transferencia para la tensión en modo diferencial es

$$H_{2_{pd}} = \frac{V_{pd}}{V_e} = \frac{Z_{t1}}{Z_p} \frac{Z_c + Z_b + 2Z_{iso}}{Z_c + 2(Z_b + Z_{iso})} + \frac{Z_b Z_e}{Z_p (Z_c + 2(Z_b + Z_{iso}))} \left(\frac{\Delta Z_e}{Z_e} - \frac{\Delta Z_c}{Z_c} \right) \quad (4.12)$$

Al igual que para el sistema de medida de tres electrodos, se pueden diferenciar dos partes en la función de transferencia anterior, una debida a la caída de tensión sobre la impedancia del tórax del paciente y la otra debida a la tensión de modo común que por desequilibrios en las impedancias de electrodo y de modo común se transforma en tensión en modo diferencial. La función de transferencia será mínima cuando se cumpla la relación de la ecuación (4.8). En este caso el valor de la tensión interferente es de 152 nV de pico, algo menor que la obtenida para el sistema de 3 electrodos.

Para un desequilibrio del 50 % de las impedancias de electrodo y de un 10 % para las impedancias de modo común, el valor de la tensión interferente a la entrada del amplificador es de 14 μ V de pico, en este caso mucho mayor que la obtenida para el sistema de 3 electrodos. Esto es debido a que en el segundo término de la ecuación (4.12) no aparece el cociente entre Z_{e3} y Z_c y en cambio en la función de transferencia de un sistema de 3 electrodos sí.

Aunque en la ecuación (4.12) se ha utilizado el término Z_{t1} para designar la impedancia del tórax, en el caso de un sistema de dos electrodos las corrientes acopladas sobre el paciente vía C_p no tienen por qué seguir el mismo camino que en el caso de emplear un sistema de 3 electrodos.

La tensión en modo común es:

$$V_{mc} = V_e \frac{Z_b Z_c}{Z_p (Z_c + 2(Z_{iso} + Z_b))} \quad (4.13)$$

Sustituyendo los distintos parámetros por sus valores se obtiene una tensión de modo común de 31 mV de pico.

La tensión en modo aislado debido al acoplamiento sobre el paciente para un sistema de registro de dos electrodos es:

$$V_{iso} = V_e \frac{2Z_b Z_{iso}}{Z_p (Z_c + 2(Z_b + Z_{iso}))} \quad (4.14)$$

El valor de la tensión en modo aislado para los valores de los parámetros definidos anteriormente es de 120 mV de pico.

Al igual que para un sistema de medida de tres electrodos la tensión interferente total a la entrada del amplificador será la suma de las contribuciones de las tensiones en modo diferencial, en modo común y en modo aislado. Suponiendo los mismos valores para el CMRR y el IMRR que en el caso de un sistema de tres electrodos y que todas las contribuciones están en fase, aplicando la ecuación (4.11) el valor mínimo de la tensión interferente total a la entrada del amplificador es de 474 nV de pico. Para un desequilibrio de las impedancias de electrodo del 50% y de las impedancias de modo común del 10% la tensión interferente total a la entrada del amplificador es de 14,4 μ V de pico.

Si el sistema de medida es no aislado, la tensión en modo aislado es nula, el valor de la tensión de modo común pasa a ser de 33 mV, la tensión en modo diferencial mínima es de 104 nV y la tensión interferente total según la ecuación (4.11) si todas las contribuciones están en fase es de 434 nV. Para los desequilibrios definidos anteriormente la tensión en modo diferencial es de 19 μ V de pico, y la tensión interferente total a la entrada del amplificador es en este caso aproximadamente la misma.

La tabla 4.4 recoge las expresiones de las tensiones interferentes en modo diferencial, en modo común y en modo aislado, para sistemas de registro de dos y tres electrodos.

| | | |
|---|---|--|
| 3 electrodos | aislado | Tensión modo diferencial |
| | | $V_{pd} = V_e \left(\frac{Z_{t1}}{Z_p} + \frac{Z_{e3}}{Z_p} \frac{Z_b}{Z_{iso} + Z_b} \frac{Z_e}{Z_c} \left(\frac{\Delta Z_e}{Z_e} - \frac{\Delta Z_c}{Z_c} \right) \right)$ |
| | | Tensión modo común |
| | $V_{mc} = V_e \frac{Z_{e3}}{Z_p} \frac{Z_b}{Z_{iso} + Z_b}$ | |
| | Tensión modo aislado | |
| | $V_{iso} = \frac{Z_{iso}}{Z_p} \frac{Z_b}{Z_{iso} + Z_b}$ | |
| no aislado | Tensión modo diferencial | |
| | $V_{pd} = V_e \left(\frac{Z_{t1}}{Z_p} + \frac{Z_{e3}}{Z_p} \frac{Z_e}{Z_c} \left(\frac{\Delta Z_e}{Z_e} - \frac{\Delta Z_c}{Z_c} \right) \right)$ | |
| | Tensión modo común | |
| $V_{mc} = V_e \frac{Z_{e3}}{Z_p}$ | | |
| 2 electrodos | aislado | Tensión modo diferencial |
| | | $V_{pd} = V_e \left(\frac{Z_{t1}}{Z_p} \frac{Z_c + Z_b + 2Z_{iso}}{Z_c + 2(Z_{iso} + Z_b)} + \frac{Z_b Z_e}{Z_p (Z_c + 2(Z_{iso} + Z_b))} \left(\frac{\Delta Z_e}{Z_e} - \frac{\Delta Z_c}{Z_c} \right) \right)$ |
| | | Tensión modo común |
| | $V_{mc} = V_e \frac{Z_b Z_c}{Z_p (Z_c + 2(Z_{iso} + Z_b))}$ | |
| | Tensión modo aislado | |
| | $V_{iso} = V_e \frac{2Z_b Z_{iso}}{Z_p (Z_c + 2(Z_b + Z_{iso}))}$ | |
| no aislado | Tensión modo diferencial | |
| | $V_{pd} = V_e \left(\frac{Z_{t1}}{Z_p} \frac{Z_c + Z_b}{Z_c + 2Z_b} + \frac{Z_b Z_e}{Z_p (Z_c + 2Z_b)} \left(\frac{\Delta Z_e}{Z_e} - \frac{\Delta Z_c}{Z_c} \right) \right)$ | |
| | Tensión modo común | |
| $V_{mc} = V_e \frac{Z_b Z_c}{Z_p (Z_c + 2Z_b)}$ | | |

Tabla 4.4 Aproximaciones para las tensiones interferentes en modo diferencial, modo común y modo aislado para sistemas de registro de dos y tres electrodos aislados y no aislados.

Como conclusiones del análisis anterior se pueden establecer los siguientes puntos:

- La tensión mínima interferente en modo diferencial para un sistema de registro de tres electrodos debida al acoplamiento sobre el paciente aumenta con la impedancia del tórax y el acoplamiento a la red tanto si el sistema de registro es aislado como si no lo es. El comportamiento es análogo para un sistema de dos electrodos.

- Cuando existen desequilibrios en las impedancias de electrodo y/o de modo común, ambos desequilibrios contribuyen de igual manera en la tensión interferente final. Esto ocurre tanto en sistemas de dos electrodos como de tres electrodos ya sean aislados o no.

- En un sistema de medida de tres electrodos aislado, la contribución de la tensión de modo común a la interferencia final es despreciable frente a las contribuciones de la tensión de modo diferencial y de modo aislado. Para el caso de un sistema no aislado, la tensión en modo común es algo mayor pero sin embargo su contribución a la tensión interferente total sigue siendo pequeña aunque ya no puede considerarse despreciable.

- En un sistema de medida de tres electrodos aislado la contribución de la tensión en modo aislado es comparable a la contribución de la tensión interferente en modo diferencial.

- Para un sistema de tres electrodos aislado la tensión interferente total puede ser mayor que para un sistema de tres electrodos no aislado. En los sistemas de registro de dos electrodos no ocurre lo mismo.

- Para el registro de micropotenciales cardíacos y en lo que se refiere al acoplamiento de interferencias sobre el paciente, es del todo desaconsejable utilizar sistemas de registro de dos electrodos ya que el nivel de interferencias que presentan cuando existen desequilibrios de impedancias de electrodos o de modo común es excesivo.

- Aunque el sistema de registro de tres electrodos no aislado puede presentar un nivel de interferencias algo menor que el sistema de registro de tres electrodos aislado no conviene utilizarlo por motivos de seguridad del paciente, teniendo en cuenta además que el nivel de interferencias que presenta el sistema de tres electrodos aislado es aceptable.

4.4.1.2 Acoplamiento sobre los electrodos

Los electrodos son otro elemento susceptible al acoplamiento capacitivo de interferencias. El modelo que se utilizará para el estudio del acoplamiento de interferencias sobre el electrodo es el de la figura 4.4

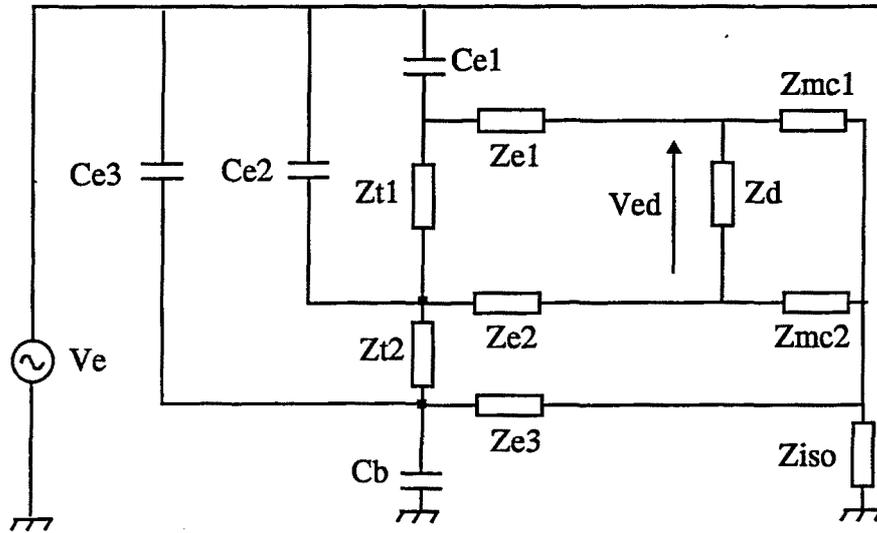


Figura 4.4 Modelo de acoplamiento de interferencias capacitivas sobre los electrodos

Para un sistema de medida de tres electrodos, la tensión en modo diferencial a la entrada del amplificador para las interferencias acopladas sobre los electrodos se puede calcular mediante

$$\begin{aligned}
 H_{ed} = \frac{V_{ed}}{V_e} = & \frac{Z_{t1}}{Z_{ae} Z_{ae3} (Z_c + 2(Z_{iso} + Z_b))} (Z_{ae3} (Z_c + 2Z_{iso}) + \\
 & Z_b Z_{ae} + Z_b Z_{ae3} (\frac{\Delta Z_{ae}}{Z_{ae}} - \frac{\Delta Z_c}{Z_c})) + \\
 & \frac{Z_b Z_c (Z_{ae} + 2Z_{ae3})}{Z_{ae3} Z_{ae} (Z_c + 2(Z_{iso} + Z_b))} (\frac{\Delta Z_e}{Z_e} - \frac{\Delta Z_c}{Z_c}) \quad (4.15)
 \end{aligned}$$

donde \$Z_{ae}\$ y \$\Delta Z_{ae}\$ son respectivamente el valor medido de la impedancia y el desequilibrio entre las impedancias de los condensadores \$C_{e1}\$ y \$C_{e2}\$, a la frecuencia de

trabajo calculadas con una expresión análoga a la de la ecuación (4.6) y Z_{ae3} es la impedancia correspondiente al condensador C_{e3} a la frecuencia de trabajo también.

En la función de transferencia (4.15) se observan tres partes: una debida a la caída de tensión sobre la impedancia del tórax (Z_{t1}), otra debida a desequilibrios de las impedancias de electrodo y de modo común, y la tercera debida a desequilibrios de las impedancias de acoplamiento de la interferencia de red sobre los dos electrodos de medida y a desequilibrios de las impedancias de modo común.

La función de transferencia alcanza su valor mínimo cuando se cumple la ecuación (4.8) y una condición similar para las impedancias asociadas a los condensadores de acoplamiento de los electrodos a la red

$$\frac{\Delta Z_{ae}}{Z_{ae}} = \frac{\Delta Z_c}{Z_c} \quad (4.16)$$

En este caso el módulo de la función de transferencia aumenta con la impedancia del tórax. Para los valores de la tabla 4.2 la tensión mínima interferente en modo diferencial es de 90 nV de pico.

Cuando se toman en consideración los desequilibrios de las impedancias de electrodo, de modo común y de acoplamiento de los electrodos, y con los valores de la tabla 4.4, la tensión interferente en modo diferencial es de 28 μ V de pico.

La expresión de la tensión en modo común es:

$$V_{mc} = V_e \frac{Z_b Z_c}{Z_{ae} Z_{ae3}} \frac{Z_{ae} + 2Z_{ae3}}{Z_c + 2(Z_{iso} + Z_b)} \quad (4.17)$$

Sustituyendo las impedancias por su correspondiente valor referido en la tabla 4.4 se obtiene una tensión de modo común de 107 mV de pico.

Análogamente se puede obtener la expresión de la tensión en modo aislado:

$$V_{iso} = V_e \frac{2Z_b Z_{iso}}{Z_{ae} Z_{ae3}} \frac{Z_{ae} + 2Z_{ae3}}{Z_c + 2(Z_{iso} + Z_b)} \quad (4.18)$$

El valor de la tensión en modo aislado que se obtiene al sustituir los parámetros por los valores de la tabla 4.4 es de 428 mV de pico.

La tensión interferente total tendrá contribuciones de la tensión en modo diferencial, la tensión en modo común y la tensión en modo aislado. Su valor, calculado a partir de la ecuación (4.11) y supuestas todas las contribuciones en fase, para los valores de desequilibrios de impedancias, CMRR e IMRR definidos anteriormente es de 29,5 μ V de pico. La mayor contribución a esta tensión interferente es de la tensión en modo diferencial (28 μ V).

Para un sistema de medida de tres electrodos no aislado, la tensión en modo aislado es cero y las tensiones de modo diferencial y de modo común son respectivamente 36 μ V de pico y 72 mV de pico. En este caso, la tensión interferente total es de 36,7 μ V de pico.

Al contrario de lo que ocurría con las interferencias acopladas sobre el paciente, en este caso al ser el sistema no aislado la interferencia total resultante es mayor, aunque la tensión de modo común obtenida es menor.

La función de transferencia para las interferencias de modo diferencial en un sistema de medida de dos electrodos es:

$$H_{2ed} = \frac{Z_{t1}}{Z_{ae} (Z_c + 2(Z_{iso} + Z_b))} (Z_c + 2Z_{iso} + Z_b \left(\frac{\Delta Z_{ae}}{Z_{ae}} - \frac{\Delta Z_c}{Z_c} \right)) + \frac{2Z_b Z_e}{Z_{ae} (Z_c + 2(Z_{iso} + Z_b))} \left(\frac{\Delta Z_e}{Z_e} - \frac{\Delta Z_c}{Z_c} \right) \quad (4.19)$$

El mínimo de la función de transferencia se alcanza cuando se cumplen las relaciones de las ecuaciones (4.8) y (4.16). En este caso, la tensión interferente en modo diferencial a la entrada del amplificador es 40 nV de pico.

Cuando no se cumplen las relaciones de las ecuaciones (4.8) y (4.16) el valor de la tensión interferente en modo diferencial pasa a ser de 19,2 μV de pico. La mayor contribución a esta tensión interferente es la debida al desequilibrio de las impedancias de electrodo. Al igual que ocurría en el sistema de registro de tres electrodos, la relación entre ambos términos viene dada por el cociente entre la impedancia de electrodo y la impedancia del tórax.

Las ecuaciones (4.20) y (4.21) muestran respectivamente las expresiones de la tensión de modo común y la tensión de modo aislado

$$V_{mc} = V_e \frac{2Z_b Z_c}{Z_{ae} (Z_c + 2(Z_b + Z_{iso}))} \quad (4.20)$$

$$V_{iso} = V_e \frac{4Z_b Z_{iso}}{Z_{ae} (Z_c + 2(Z_b + Z_{iso}))} \quad (4.21)$$

Sustituyendo los parámetros de las ecuaciones anteriores por sus respectivos valores se obtiene una tensión de modo común de 38,4 mV de pico y una tensión de modo aislado de 154 mV de pico.

La tensión interferente total para los desequilibrios de impedancias y los valores de CMRR e IMRR considerados anteriormente se puede calcular con la expresión (4.11). El valor obtenido para dicha tensión interferente es aproximadamente de 20 μV de pico.

Para un sistema de medida de dos electrodos no aislado el valor de las tensiones interferentes en modo diferencial y en modo común es respectivamente de 24,2 μV de pico y 48 mV de pico. La tensión en modo aislado es nula. El valor total de la interferencia, a partir de la ecuación (4.11) es de 24,6 μV de pico.

La tabla 4.5 recoge las ecuaciones de las tensiones en modo diferencial, modo común y modo aislado para sistemas de registro de dos y tres electrodos debidas al acoplamiento de las interferencias sobre los electrodos.

| | | |
|---|--|---|
| 3 electrodos | aislado | Tensión modo diferencial |
| | | $V_{ed} = V_e \frac{1}{Z_{ae} Z_{ae3} (Z_c + 2(Z_{iso} + Z_b))} (Z_{t1} (Z_{ae3} (Z_c + 2Z_{iso}) + Z_b Z_{ae} + Z_b Z_{ae3} (\frac{\Delta Z_{ae}}{Z_{ae}} - \frac{\Delta Z_c}{Z_c})) + Z_b Z_c (Z_{ae} + 2Z_{ae3}) (\frac{\Delta Z_e}{Z_e} - \frac{\Delta Z_c}{Z_c}))$ |
| | | Tensión modo común |
| | $V_{mc} = V_e \frac{Z_b Z_c}{Z_{ae} Z_{ae3}} \frac{Z_{ae} + 2Z_{ae3}}{Z_c + 2(Z_{iso} + Z_b)}$ | |
| | Tensión modo aislado | |
| | $V_{iso} = V_e \frac{2Z_b Z_{iso}}{Z_{ae} Z_{ae3}} \frac{Z_{ae} + 2Z_{ae3}}{Z_c + 2(Z_{iso} + Z_b)}$ | |
| no aislado | Tensión modo diferencial | |
| | $V_{ed} = V_e \frac{1}{Z_{ae} Z_{ae3} (Z_c + 2Z_b)} (Z_{t1} (Z_{ae3} Z_c + Z_b Z_{ae} + Z_b Z_{ae3} (\frac{\Delta Z_{ae}}{Z_{ae}} - \frac{\Delta Z_c}{Z_c})) + Z_b Z_c (Z_{ae} + 2Z_{ae3}) (\frac{\Delta Z_e}{Z_e} - \frac{\Delta Z_c}{Z_c}))$ | |
| | Tensión modo común | |
| | $V_{mc} = V_e \frac{Z_b Z_c}{Z_{ae} Z_{ae3}} \frac{Z_{ae} + 2Z_{ae3}}{Z_c + 2Z_b}$ | |
| 2 electrodos | aislado | Tensión modo diferencial |
| | | $V_{ed} = V_e \frac{1}{Z_{ae} (Z_c + 2(Z_{iso} + Z_b))} (Z_{t1} (Z_c + 2Z_{iso} + Z_b Z_{ae3} (\frac{\Delta Z_{ae}}{Z_{ae}} - \frac{\Delta Z_c}{Z_c})) + 2Z_b Z_c (\frac{\Delta Z_e}{Z_e} - \frac{\Delta Z_c}{Z_c}))$ |
| | | Tensión modo común |
| | $V_{mc} = V_e \frac{2Z_b Z_c}{Z_{ae} (Z_c + 2(Z_b + Z_{iso}))}$ | |
| | Tensión modo aislado | |
| | $V_{iso} = V_e \frac{4Z_b Z_{iso}}{Z_{ae} (Z_c + 2(Z_b + Z_{iso}))}$ | |
| no aislado | Tensión modo diferencial | |
| | $V_{ed} = V_e \frac{1}{Z_{ae} (Z_c + 2Z_b)} (Z_{t1} (Z_c + Z_b Z_{ae3} (\frac{\Delta Z_{ae}}{Z_{ae}} - \frac{\Delta Z_c}{Z_c})) + 2Z_b Z_c (\frac{\Delta Z_e}{Z_e} - \frac{\Delta Z_c}{Z_c}))$ | |
| | Tensión modo común | |
| $V_{mc} = V_e \frac{2Z_b Z_c}{Z_{ae} (Z_c + 2Z_b)}$ | | |

Tabla 4.4 Aproximaciones para las tensiones interferentes en modo diferencial, modo común y modo aislado para sistemas de registro de dos y tres electrodos aislados y no aislados, debidas al acoplamiento sobre los electrodos.

Del análisis anterior se pueden extraer las siguientes conclusiones:

- Al igual que para el acoplamiento sobre el paciente, la tensión mínima en modo diferencial aumenta con la impedancia del tórax y con el acoplamiento a la red, tanto de los electrodos de medida como del electrodo de referencia. Esto ocurre en sistemas de dos electrodos y de tres electrodos tanto si son aislados como si no lo son.

- Cuando se consideran los desequilibrios de las impedancias de los electrodos, de modo común y de acoplamiento a la red, el factor que más contribuye a la interferencia en modo diferencial es el debido al desequilibrio de las impedancias de electrodo y de modo común. La relación entre ambos factores viene dada por el cociente entre la impedancia de electrodo (Z_e) y la impedancia del tórax (Z_{t1}).

- En un sistema de medida de tres electrodos, cuando se consideran los desequilibrios de impedancias, el factor que más influye en la interferencia total es la tensión en modo diferencial. Esto ocurre tanto en sistemas de dos electrodos como de tres electrodos aislados y no aislados. La contribución de la tensión en modo común y en modo aislado es menor, y el peso de ambas en la tensión interferente total es similar.

- En lo referente al acoplamiento de interferencias sobre electrodos, la tensión interferente ya sea en modo común, en modo diferencial o en modo aislado es siempre mayor en un sistema de tres electrodos que en un sistema de dos electrodos, cumpliéndose la relación

$$\frac{V_{3e}}{V_{2e}} = 1 + k \frac{Z_{ae}}{Z_{ae3}} \quad (4.22)$$

donde k es una constante de valor 0,5 para la tensión de modo común y de modo aislado y de valor $Z_b/(Z_c+2Z_{iso})$ para la tensión de modo diferencial. Puede observarse que si predomina el acoplamiento sobre los electrodos de medida más que sobre el electrodo de referencia las dos tensiones interferentes tienden a ser iguales.

- La interferencia que se obtiene para sistemas no aislados es mayor que la que se obtiene para sistemas de medida aislados, al contrario de lo que ocurría con las interferencias acopladas sobre el paciente.

4.4.1.3 Acoplamiento sobre los cables de medida

Los cables de medida, si no son apantallados, son un elemento susceptible al acoplamiento capacitivo de interferencias, y aunque los cables de medida sean apantallados, siempre es posible que se acoplen interferencias en los extremos de los cables en los puntos de unión a los electrodos o al sistema de medida.. La figura 4.5 muestra el modelo utilizado para el estudio de este acoplamiento.

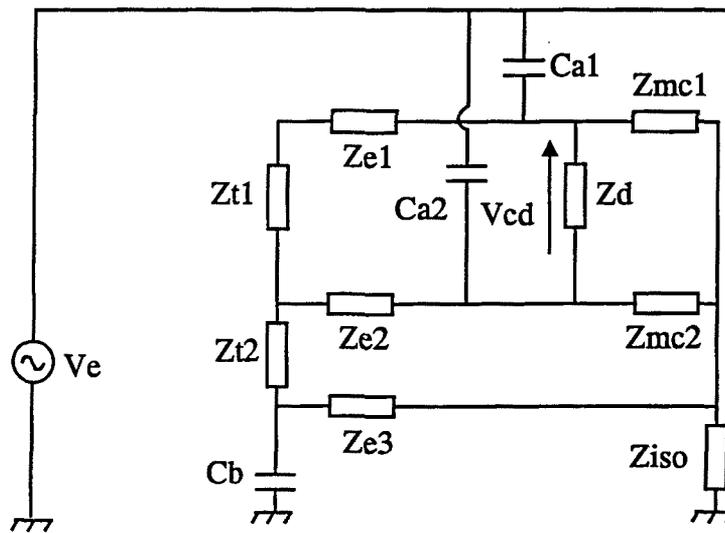


Figura 4.5 Modelo para el acoplamiento capacitivo sobre los cables de medida

La tensión interferente en modo diferencial a la entrada del amplificador, para un sistema de medida de tres electrodos, se puede calcular mediante la función de transferencia H_{cd}

$$\begin{aligned}
 H_{cd} = \frac{V_{dc}}{V_e} = & \frac{1}{Z_{ac}(Z_c + 2(Z_{iso} + Z_b))} (Z_{t1}(Z_c + 2Z_{iso}) + \\
 & Z_e(Z_c + 2Z_{iso})\left(\frac{\Delta Z_e}{Z_e} - \frac{\Delta Z_{ac}}{Z_{ac}}\right) + \\
 & (Z_b(Z_{t1} + 2Z_e) + Z_e^2)\left(\frac{\Delta Z_c}{Z_c} - \frac{\Delta Z_{ac}}{Z_{ac}}\right)
 \end{aligned} \tag{4.23}$$

donde Z_{ac} es la impedancia correspondiente a los condensadores C_{a1} y C_{a2} a 50 Hz.

La función de transferencia alcanza su valor mínimo cuando se cumplen las relaciones

$$\begin{aligned}\frac{\Delta Z_e}{Z_e} - \frac{\Delta Z_{ac}}{Z_{ac}} &= 0 \\ \frac{\Delta Z_c}{Z_c} - \frac{\Delta Z_{ac}}{Z_{ac}} &= 0\end{aligned}\quad (4.24)$$

En este caso la expresión de la función de transferencia es

$$H_{cd}|_{\min} = \frac{Z_{i1}(Z_c + 2Z_{iso})}{Z_{ac}(Z_c + 2(Z_{iso} + Z_b))} \quad (4.25)$$

Observar que la tensión interferente mínima depende, como en el caso del acoplamiento sobre el paciente y el acoplamiento sobre los electrodos, de la impedancia del tórax y del acoplamiento. La tensión interferente mínima que se obtiene al sustituir los valores de la ecuación 4.25 por los de la tabla 4.3 es aproximadamente de 13 nV de pico.

Cuando se consideran los desequilibrios de las impedancias de electrodos, de modo común y de acoplamiento de los cables de medida con la red, la tensión interferente, con los valores de la tabla 4.3, es de 4,5 μ V.

Las tensiones de modo común y de modo aislado son, respectivamente,

$$V_{mc} = V_e \frac{2Z_b Z_c}{Z_{ac}(Z_c + 2(Z_{iso} + Z_b))} \quad (4.26)$$

$$V_{iso} = V_e \frac{4Z_b Z_{iso}}{Z_{ac}(Z_c + 2(Z_{iso} + Z_b))} \quad (4.27)$$

Sustituyendo las impedancias por sus respectivos valores se obtiene una tensión de modo común de 6,6 mV de pico y una tensión de modo aislado de 26,4 mV de pico.

El valor total de la tensión interferente debido al acoplamiento sobre los cables de medida para un sistema de medida de tres electrodos, calculada a partir de la ecuación (4.11) tiene un valor mínimo de 105 nV de pico, y si se consideran los desequilibrios de impedancias su valor es de 4,6 μ V de pico, considerando los mismos valores de CMRR e IMRR que en los cálculos anteriores y que todas las contribuciones se suman en fase.

El término que contribuye mayoritariamente al valor mínimo de la tensión interferente total es la tensión de modo común, mientras que cuando se consideran los desequilibrios de impedancias el término que más contribuye es la tensión en modo diferencial, debido principalmente al desequilibrio de las impedancias de electrodo.

Cuando el sistema de medida es no aislado ($Z_{iso} \rightarrow 0$) la tensión interferente en modo diferencial mínima es de 4 nV de pico, mientras que si se consideran los desequilibrios de impedancias su valor es de 35 μ V de pico. En este caso la tensión de modo común es de 8,6 mV de pico. La tensión interferente total, a partir de la ecuación (4.11), y considerando que todas las contribuciones se suman en fase, tiene un valor mínimo de 90 nV de pico, y considerando los desequilibrios de las impedancias la tensión interferente total es aproximadamente de 35 μ V de pico.

En este caso la tensión interferente mínima es algo menor que para el sistema aislado. Sin embargo, cuando se consideran los desequilibrios de las impedancias de electrodos el sistema no aislado presenta una interferencia bastante mayor.

Las expresiones de las tensiones interferentes en modo diferencial, modo común y modo aislado, que se obtienen para un sistema de registro de dos electrodos son las mismas que las obtenidas para un sistema de registro de tres electrodos.

La tabla 4.5 contiene las expresiones de las tensiones interferentes en modo diferencial, modo común y modo aislado para sistemas de registro de dos y tres electrodos debidas al acoplamiento sobre los cables de medida.

| | | |
|--|---|---|
| 3 electrodos y 2 electrodos | aislado | Tensión modo diferencial |
| | | $V_{cd} = V_e \frac{1}{Z_{ac}(Z_c + 2(Z_{iso} + Z_b))} (Z_{i1}(Z_c + 2Z_{iso}) + Z_e(Z_c + 2Z_{iso})\left(\frac{\Delta Z_e}{Z_e} - \frac{\Delta Z_{ac}}{Z_{ac}}\right) + (Z_b(Z_{i1} + 2Z_e) + Z_e^2)\left(\frac{\Delta Z_c}{Z_c} - \frac{\Delta Z_{ac}}{Z_{ac}}\right))$ |
| | | Tensión modo común |
| | | $V_{mc} = V_e \frac{2Z_b Z_c}{Z_{ac}(Z_c + 2(Z_{iso} + Z_b))}$ |
| | Tensión modo aislado | |
| | $V_{iso} = V_e \frac{4Z_b Z_{iso}}{Z_{ac}(Z_c + 2(Z_{iso} + Z_b))}$ | |
| | no aislado | Tensión modo diferencial |
| | | $V_{cd} = V_e \frac{1}{Z_{ac}(Z_c + 2Z_b)} (Z_{i1}Z_c + Z_e Z_c \left(\frac{\Delta Z_e}{Z_e} - \frac{\Delta Z_{ac}}{Z_{ac}}\right) + (Z_b(Z_{i1} + 2Z_e) + Z_e^2)\left(\frac{\Delta Z_c}{Z_c} - \frac{\Delta Z_{ac}}{Z_{ac}}\right))$ |
| Tensión modo común | | |
| $V_{mc} = V_e \frac{2Z_b Z_c}{Z_{ac}(Z_c + 2Z_b)}$ | | |

Tabla 4.5 Aproximaciones para las tensiones interferentes en modo diferencial, modo común y modo aislado para sistemas de registro de dos y tres electrodos aislados y no aislados, debidas al acoplamiento sobre los cables de medida.

Las conclusiones del análisis anterior son las siguientes:

- Las tensiones interferentes que se obtienen para sistemas de registro de dos electrodos y de tres electrodos son idénticas.

- Aunque se ha considerado que la longitud de los cables de medida donde se acoplan las interferencias es sólo de 1 cm, los niveles de interferencia resultantes son bastante elevados (4,6 µV para el caso de sistemas aislados y 35 µV para el caso de sistemas no aislados); por lo tanto el apantallamiento de los cables de medida en toda su longitud es un factor muy importante.

- Tanto para sistemas aislados como no aislados, si se consideran los desequilibrios de impedancias de electrodos, de modo común y de acoplamiento, el término que más influye en la tensión interferente total es la tensión en modo diferencial.

En la tabla 4.6 se encuentran los valores de las tensiones interferentes halladas en los apartados anteriores, así como la tensión interferente total considerando todos los puntos de acoplamiento.

| | | V_{dmin} | $V_d \Delta$ | V_{cm} | V_{iso} | V_{imin} | $V_i \Delta$ | | |
|------------|---------|------------|--------------|------------|-----------|-------------|--------------|---------------|--------------|
| Paciente | 3e.a. | 194 nV | 230 nV | 71 μ V | 137 mV | 330 nV | 367 nV | 3e aislado | |
| | 3e.n.a. | 194 nV | 244 nV | 97 μ V | — | 205 nV | 251 nV | V_{min} | $V\Delta$ |
| | 2e.a. | 152 nV | 14 μ V | 31 mV | 120 mV | 475 nV | 14,4 μ V | 1,6 μ V | 30 μ V |
| | 2e.n.a. | 104 nV | 19 μ V | 33 mV | — | 434 nV | 19 μ V | 3e no aislado | |
| Electrodos | 3e.a. | 90 nV | 28 μ V | 107 mV | 428 mV | 1,6 μ V | 29,5 μ V | V_{min} | $V\Delta$ |
| | 3e.n.a. | 52 nV | 36 μ V | 72 mV | — | 772 nV | 36,5 μ V | 0,8 μ V | 50,5 μ V |
| | 2e.a. | 40 nV | 19 μ V | 38 mV | 154 mV | 577 nV | 20 μ V | 2e aislado | |
| | 2e.n.a. | 22 nV | 24 μ V | 48 mV | — | 506 nV | 24,5 μ V | V_{min} | $V\Delta$ |
| Cables | 3e.a. | 13 nV | 4,5 μ V | 6,6 mV | 26,5 mV | 105 nV | 4,6 μ V | 0,75 μ V | 25 μ V |
| | 3e.n.a. | 4 nV | 35 μ V | 8,6 mV | — | 90 nV | 35 μ V | 2e no aislado | |
| | 2e.a. | 13 nV | 4,5 μ V | 6,6 mV | 26,5 mV | 105 nV | 4,6 μ V | V_{min} | $V\Delta$ |
| | 2e.n.a. | 4 nV | 35 μ V | 8,6 mV | — | 90 nV | 35 μ V | 0,7 μ V | 46,7 μ V |

Tabla 4.6. Valores de las tensiones interferentes en modo diferencial, modo común y modo aislado para todos los puntos de acoplamiento considerados. Valores totales para las tensiones interferentes mínimas (V_{min}) y considerando desequilibrios en las impedancias ($V\Delta$), debidas a interferencias por campo eléctrico.

A partir de los valores de la tabla 4.6 se pueden extraer las siguientes conclusiones:

- La tensión mínima interferente en modo diferencial debida tanto al acoplamiento sobre el paciente como sobre los electrodos o sobre los cables en sistemas de registro de dos y tres electrodos, siempre es menor en un sistema no aislado que en un sistema aislado. Sin embargo, cuando se consideran desequilibrios de impedancias, los sistemas aislados presentan niveles de tensión interferente menores que los sistemas no aislados.

- La tensión en modo común es siempre menor para sistemas aislados que para sistemas no aislados, salvo en el caso de acoplamiento sobre los electrodos en un sistema de tres electrodos. Esta discrepancia puede atribuirse a que la tensión interferente debida al acoplamiento sobre el electrodo de referencia, que es una tensión de modo común.

- De las ecuaciones correspondientes a las tensiones en modo aislado para los tres puntos de acoplamiento considerado, se desprende que la tensión en modo aislado en sistemas de tres electrodos, es siempre mayor o igual que la tensión en modo aislado en sistemas de dos electrodos.

- Para sistemas aislados, la tensión interferente total es algo mayor en sistemas de tres electrodos que en sistemas de dos electrodos, debido principalmente a que el acoplamiento sobre los electrodos es mayor

4.4.2 INTERFERENCIAS POR CAMPO MAGNÉTICO.

Las corrientes que circulan por las líneas de distribución de energía eléctrica provocan a su alrededor campos magnéticos que pueden ser la causa de interferencias en el sistema de medida.

Los campos magnéticos pueden causar dos tipos de interferencias:

- Interferencias en modo diferencial producidas por la caída de tensión sobre la impedancia del tórax por las corrientes inducidas en el interior del paciente por un campo magnético exterior. (Yih Shiau et al., 1981; Pallás-Areny et al., 1989; Takemoto-Hambleton et al., 1988)

- Tensiones inducidas en el bucle de medida por la presencia de campos magnéticos externos que varían en el tiempo (Huhta et al., 1973).

Aunque generalmente los campos magnéticos presentes en el entorno de medida no suelen ser muy elevados, la proximidad del paciente al elemento generador de campo magnético, la posible presencia de un elemento que radie campos magnéticos elevados (por ejemplo en un entorno hospitalario) y la naturaleza de las señales que se pretende registrar, sugieren considerar también este tipo de interferencias.

4.4.2.1 Interferencias por corrientes inducidas en el interior del paciente por un campo magnético exterior.

El estudio de las corrientes inducidas en el cuerpo humano por un campo magnético se puede realizar suponiendo el cuerpo humano constituido por uno o varios esferoides dieléctricos, y estudiar el campo eléctrico (o la densidad de corriente) que un campo magnético exterior induce en el interior de este esferoide.

El campo eléctrico inducido en el interior de un esferoide dieléctrico por un campo magnético exterior tiene tres componentes E_{m1} , E_{m2} y E_{m3} cada una de ellas debidas a las componentes x, y, z del campo magnético exterior. Con la notación de la figura 4.6 las componentes del campo eléctrico inducido son (Takemoto-Hambleton et al 1988)

$$E_{m1} = -j\omega\mu_0 H_{0x} \frac{y\hat{z} - (\frac{b}{a})^2 z\hat{y}}{1 + (\frac{b}{a})^2} \quad (4.28)$$

$$E_{m2} = -j\omega\mu_0 H_{0y} \frac{(\frac{b}{a})^2 z\hat{x} - x\hat{z}}{1 + (\frac{b}{a})^2} \quad (4.29)$$

$$E_{m3} = -j\omega\mu_0 H_{0z} \frac{x\hat{y} - y\hat{x}}{2} \quad (4.30)$$

donde x, y, z son las coordenadas del punto dentro del esferoide en el cual se calcula el campo, en un sistema de coordenadas cartesiano centrado en él, y a y b son los semiejes mayor y menor del esferoide.

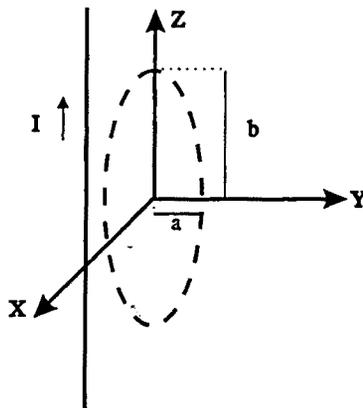


Figura 4.6 Situación del esferoide dieléctrico con respecto al hilo que produce el campo magnético.

Expresando el campo inducido en el sistema de coordenadas cartesianas, las ecuaciones anteriores se transforman en

$$E_{mx} = j\omega\mu_0(H_{0z}\frac{y}{2} - \frac{(\frac{b}{a})^2}{1+(\frac{b}{a})^2}H_{0y}z) \quad (4.31)$$

$$E_{my} = j\omega\mu_0(H_{0x}\frac{(\frac{b}{a})^2}{1+(\frac{b}{a})^2}z - H_{0z}\frac{x}{2}) \quad (4.32)$$

$$E_{mz} = j\omega\mu_0(\frac{1}{1+(\frac{b}{a})^2}(H_{0y}x - H_{0x}y)) \quad (4.33)$$

Para modelar el cuerpo humano se considerará un esferoide con un semieje mayor (b) de 0,9 m de longitud y un semieje menor (a) de 0,2 m de longitud. Las coordenadas (expresadas en metros) para el cálculo del campo son (0,18 , 0 , 0,4).

El módulo del campo magnético creado por dos hilos conductores cilíndricos paralelos por los que circulan corrientes de sentido opuesto de baja frecuencia es

$$|\vec{H}| = \frac{Is}{2\pi d^2} \quad (4.34)$$

donde I es la corriente que circula por los hilos, s la separación entre ellos y d la distancia a que se encuentra el punto donde se calcula el campo eléctrico. En la ecuación anterior se supone que d es mucho mayor que s. La dirección del campo magnético es según φ en coordenadas cilíndricas, por lo tanto, pasando a coordenadas cartesianas sólo tendremos campo en las direcciones x e y,

$$H_{0x} = \frac{Is}{2\pi d^2}d \cdot \cos(\varphi)\hat{x}$$

$$H_{0y} = \frac{Is}{2\pi d^2}d \cdot \sen(\varphi)\hat{y} \quad (4.35)$$

Para una determinada distancia al hilo conductor de corriente, el campo es constante en cualquier punto (x,y) que se encuentre a dicha distancia. Para facilitar los cálculos, supondremos el esferoide situado en $\varphi=0$, y calcularemos el campo en un punto del interior del esferoide situado aproximadamente a la altura del pecho (x=0, y=0, z=0,3).

La corriente que circule por los hilos de distribución de energía eléctrica dependerá en cada instante de tiempo de la carga que esté conectada a dicha red. Si la corriente que circula es de 1 A, el paciente se encuentre a una distancia de 2 m del cable y la separación entre los dos hilos conductores es de 2 mm (cable paralelo), el módulo del campo magnético será de 80 $\mu\text{A/m}$.

El módulo del campo eléctrico inducido en el paciente según las ecuaciones (4.31), (4.32) y (4.33) será

$$|\vec{E}_m| = 0,28\omega\mu_0 H_{0x} \quad (4.36)$$

La densidad de corriente en el paciente es:

$$|\vec{J}| = \sigma|\vec{E}| = 0,28\sigma\omega\mu_0 H_{0x} \quad (4.37)$$

Para calcular la densidad de corriente supondremos que el esferoide es exclusivamente de tejido muscular cuya conductividad a 50 Hz es aproximadamente 0,4 Ω/m según la tabla 5.2. Sustituyendo los valores de H_{0x} , ω , μ_0 y σ , la densidad de corriente que se obtiene es de aproximadamente 25 nA/m^2 . Suponiendo una superficie de 0,12 m^2 (se supone la sección del cuerpo circular de radio 0,2 m) la caída de tensión que produce esta corriente sobre la impedancia del tórax es de 60 nV de pico.

4.4.2.2 Interferencias por tensiones inducidas en el bucle de medida por un campo magnético exterior.

Cuando en las proximidades de un bucle conductor existe un campo magnético variable en el tiempo, dicho campo magnético induce una tensión en el bucle que es proporcional al área del bucle y a la frecuencia de variación del campo magnético

$$V_i = 2\pi fSB \cos\varphi \cos\theta \quad (4.38)$$

donde φ y θ son los ángulos que indican la orientación del bucle respecto a la dirección del campo magnético.

La densidad de campo **B** dependerá de las corrientes de consumo de los equipos que funcionen en el entorno de medida. En la literatura se pueden encontrar referencias de densidades de campo en laboratorios de investigación donde se realizan medidas de electrocardiografía de entre 5 nT y 300 nT (Huhta et al., 1973; Pallás-Areny et al., 1989). En ambientes hospitalarios la densidad de campo magnético puede llegar a ser de hasta 1 mT (AHA Committee Report; Frank U.A., 1971).

El área del bucle de medida depende de la derivación escogida: por ejemplo, para una derivación estándar I con una separación de electrodos de unos 20 cm, cuidando mantener los cables trenzados lo más cerca posible del paciente, (unos 2 cm), el área del bucle de medida será de 0,4 m².

El valor máximo de la tensión inducida en el bucle suponiendo por ejemplo una densidad de 100 nT será de 12,5 μV de pico. Esta tensión interferente es muy grande con referencia a las señales que se pretende medir. Se puede intentar reducir esta tensión reorientando el paciente respecto a la dirección del campo magnético, alejándolo de la fuente de emisión, o reduciendo el área del bucle de medida si es posible.

4.5 INTERFERENCIAS INTERNAS DEL SISTEMA DE MEDIDA

Las interferencias internas son aquellas producidas por el propio sistema de medida y son debidas principalmente a no idealidades de algunos de los elementos del sistema de registro. Las interferencias internas surgen en aquellos equipos de registro que van alimentados a través de la red de distribución de energía eléctrica, o que tienen alguna de sus partes conectadas a dicha red. Los equipos alimentados a baterías no sufren este tipo de interferencias, pero su uso no es siempre posible en el registro de micropotenciales sobre todo en sistemas multicanal.

El equipo de registro se conecta a la red de distribución de energía eléctrica mediante una fuente de alimentación que suele ser lineal, ya que este tipo de fuente genera un nivel de ruido menor que el de una fuente conmutada. La fuente de alimentación es responsable de gran parte de las interferencias internas principalmente debido a las no idealidades de su transformador.

En este apartado se estudian de los niveles de tensión interferente presentes a la entrada del amplificador de instrumentación del sistema de registro junto con la señal de interés, y que por lo tanto serán responsables en parte de la calidad final de la señal registrada.

Existen al menos cuatro posibles causas de interferencias internas en el equipo, todas ellas debidas a la fuente de alimentación:

- Interferencias por desequilibrios en el transformador de la fuente de alimentación.
- Interferencias por el acoplamiento capacitivo entre primario y secundario.
- Acoplamientos capacitivos en el interior del equipo
- Interferencias superpuestas a las tensiones continuas de alimentación (PSRR limitado)

4.5.1 INTERFERENCIAS DEBIDAS A NO IDEALIDADES DEL TRANSFORMADOR DE LA FUENTE DE ALIMENTACIÓN.

Idealmente el transformador es un elemento pasivo formado por dos devanados acoplados inductivamente. En un transformador real hay una serie de limitaciones que hacen que su comportamiento difiera del que tendría idealmente (figura 4.7).

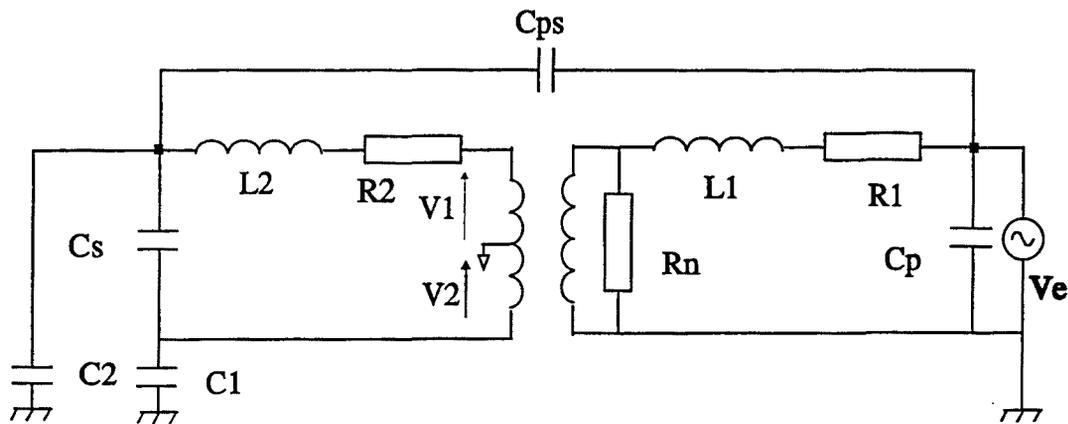


Figura 4.7 Modelo del transformador real donde están presentes sus limitaciones.

En la figura 4.7, C_p y C_s son las capacidades entre los dos terminales del primario y del secundario respectivamente, C_{ps} la capacidad parásita entre primario y secundario, C_1 y C_2 las capacidades parásitas entre los terminales del secundario del transformador y tierra, R_2 , R_1 , L_2 y L_1 las resistencias e inductancias del secundario y primario respectivamente, y R_n la resistencia del núcleo del transformador. V_e es la tensión de red y V_1 y V_2 son las tensiones entre el punto central del secundario y cada uno de sus terminales.

Son algunas de estas limitaciones del transformador las que provocan la presencia de interferencias. En primer lugar se considerará el efecto que tienen las capacidades parásitas entre los dos terminales del secundario del transformador y tierra (C_1 y C_2) junto con el desequilibrio de las dos tensiones entre los dos terminales del secundario y su punto central (V_1 y V_2). En segundo lugar se analizará el efecto que tiene la capacidad entre primario y secundario (C_{ps}).

4.5.1.1 Desequilibrios en el transformador de la fuente de alimentación

Para el estudiar la influencia de los desequilibrios del transformador en las interferencias, se ha considerado que los demás parámetros del transformador son ideales. La figura 4.8 muestra el modelo utilizado para calcular el efecto de las interferencias presentes.

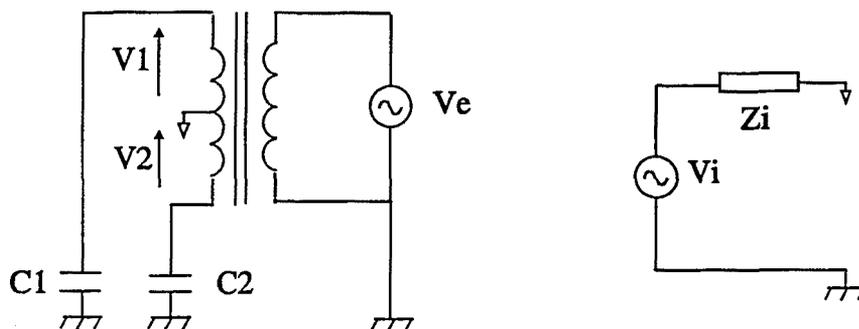


Figura 4.8 Modelo para el estudio de la influencia de los desequilibrios del transformador en la presencia de interferencias. Circuito equivalente.

Las interferencias se deben en este caso a la existencia de un acoplamiento capacitivo parásito entre los dos terminales del secundario del transformador y tierra, \$C_1\$ y \$C_2\$, y a los desequilibrios existentes entre las tensiones \$V_1\$ y \$V_2\$, que idealmente deberían ser iguales. La tensión interferente aparece entre el punto central del secundario del transformador (la masa del circuito de medida) y tierra, y por lo tanto es una tensión interferente en modo aislado.

Las capacidades parásitas \$C_1\$ y \$C_2\$ junto con las dos tensiones que aparecen en el secundario del transformador respecto al punto central de referencia, pueden modelarse por una fuente de tensión y una impedancia tal como se indica en la figura 4.8, cuyos valores respectivos son:

$$V_i = \frac{V_2 C_2 - V_1 C_1}{C_1 + C_2} \tag{4.39}$$

$$Z_i = \frac{1}{j\omega (C_1 + C_2)}$$

Si expresamos el valor de las dos tensiones y de las dos capacidades a partir de su valor medio y su diferencia:

$$\begin{aligned} V_1 &= V + \frac{\Delta V}{2} ; V_2 = V - \frac{\Delta V}{2} \\ C_1 &= C + \frac{\Delta C}{2} ; C_2 = C - \frac{\Delta C}{2} \end{aligned} \quad (4.40)$$

Las ecuaciones (4.39) se transforman en:

$$\begin{aligned} V_i &= \frac{\Delta V}{2} + \frac{V\Delta C}{2C} = \frac{V}{2} \left(\frac{\Delta V}{V} + \frac{\Delta C}{C} \right) \\ Z_i &= \frac{1}{j\omega 2C} \end{aligned} \quad (4.41)$$

La tensión interferente presenta dos términos, uno debido a la diferencia entre las dos tensiones en el secundario y otro debido a la diferencia entre las dos capacidades parásitas. Es importante notar que la tensión interferente no aumenta con el valor absoluto de las capacidades parásitas sino con su diferencia.

Para estimar el valor de C_1 y C_2 en la fuente de alimentación del equipo de medida se han realizado un conjunto de medidas consistentes en conectar entre cada uno de los terminales del secundario y tierra una capacidad conocida, medir las dos tensiones V_1 y V_2 , y a partir de (4.39) obtener el valor de las capacidades parásitas.

En el equipo diseñado, el valor de las tensiones V_1 y V_2 es de 21 V de pico y su diferencia de un 0,1%. Para las dos capacidades parásitas se ha estimado un valor medio de 500 pF siendo su diferencia de un 4%. De los valores anteriores se obtiene un nivel de tensión interferente entre el punto central del secundario del transformador y tierra de 430 mV de pico.

El efecto que tiene esta tensión interferente sobre la señal a la entrada del amplificador de instrumentación se estudia a partir del modelo de la figura 4.9,

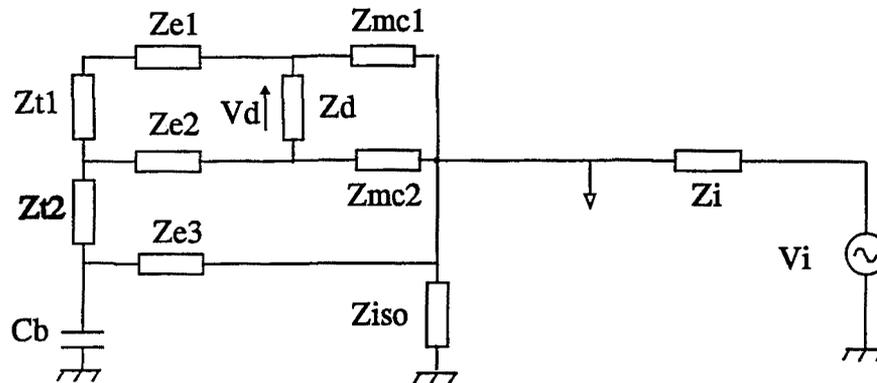


Figura 4.9 Modelo utilizado para el cálculo del nivel de interferencia a la entrada del amplificador de instrumentación.

Esta interferencia estará presente a la salida del amplificador a través de la contribución de la tensión en modo diferencial a la entrada del amplificador \$V_d\$, la contribución de la tensión en modo común \$V_c\$ y la contribución de la tensión en modo aislado \$V_i\$.

La tensión en modo diferencial a la entrada del amplificador se obtiene a través de la función de transferencia

$$H_{id} = \frac{V_d}{V_i} = \frac{Z_{e3} Z_{iso}}{Z_c^2} \frac{Z_{t1} Z_c + Z_c \Delta Z_e - Z_e \Delta Z_c}{Z_{iso} Z_b + Z_i Z_{iso} + Z_i Z_b} \quad (4.42)$$

donde \$V_d\$ y \$V_i\$ son las tensiones representadas en la figura 4.9.

La ecuación 4.42 puede reescribirse como

$$H_{id} = \frac{Z_{e3}}{Z_c Z_i} \frac{Z_{iso} \parallel Z_i}{Z_b + Z_{iso} \parallel Z_i} (Z_{t1} + Z_e (\frac{\Delta Z_e}{Z_e} - \frac{\Delta Z_c}{Z_c})) \quad (4.43)$$

Se puede observar que \$H_{id}\$ no se anularía aunque los desequilibrios de las impedancias de electrodos y de las impedancias de modo común fueran nulos. Por lo tanto si hay desequilibrios en el transformador, aparecerá una tensión interferente en modo diferencial a la entrada del amplificador.

El valor mínimo de esta tensión interferente en modo diferencial es directamente proporcional a la impedancia del electrodo de referencia y al valor de las capacidades parásitas del primario y el secundario del transformador a tierra. Con los valores de los distintos parámetros de la tabla 4.3, el valor mínimo de la tensión interferente es de 0,016 nV de pico. Si se consideran los desequilibrios de impedancias de electrodos y de modo común el valor de la tensión interferente pasa a ser de 32 nV de pico.

La tensión en modo común a la entrada del amplificador, es aproximadamente la caída de tensión sobre la impedancia del electrodo de referencia. Esta caída de tensión es

$$V_{mc} = V_i \frac{Z_{e3}}{Z_i} \frac{Z_{iso} \parallel Z_i}{Z_b + Z_{iso} \parallel Z_i} \quad (4.44)$$

La tensión interferente en modo aislado a la entrada del amplificador es

$$V_{iso} = V_i \frac{Z_b}{Z_i} \frac{Z_{iso} \parallel Z_i}{Z_b + Z_{iso} \parallel Z_i} \quad (4.45)$$

Sustituyendo los parámetros de la ecuación por los valores de la tabla 4.3 se obtiene una tensión de modo común de 82 μ V de pico, y una tensión de modo aislado de 172 mV de pico.

La tensión interferente total presenta a la entrada del amplificador se obtiene a partir de la ecuación (4.11). Tomando para el CMRR e IMRR los valores especificados anteriormente y a partir de las tensiones en modo diferencial, común y aislado calculadas, la tensión interferente total a la entrada del amplificador debida a interferencias internas tiene un valor mínimo de 172 nV. Para los desequilibrios de impedancias de electrodo y de modo común considerados, la tensión interferente es aproximadamente de 175 nV de pico. En ambos casos la tensión interferente total es prácticamente la debida a la tensión en modo aislado.

Si el sistema es no aislado ($Z_{iso} \rightarrow 0$), las tensiones interferentes en modo diferencial, en modo común y en modo aislado son nulas.

Cuando el sistema de registro utilizado es de 2 electrodos, las impedancias Z_{e3} y Z_{e2} de la figura 4.9 se anulan y la función de transferencia entre V_i y V_d pasa a ser

$$H_{i2d} = \frac{V_d}{V_i} = \frac{1}{Z_i} \frac{Z_{iso} \parallel Z_i}{Z_c + 2Z_b + 2Z_{iso} \parallel Z_i} (Z_{i1} + Z_e \left(\frac{\Delta Z_e}{Z_e} - \frac{\Delta Z_c}{Z_c} \right)) \quad (4.46)$$

Al igual que ocurría en el sistema de registro de tres electrodos, aunque los desequilibrios de las impedancias de electrodo se anulasen la tensión interferente no sería nula. El valor mínimo de la tensión interferente es proporcional a la impedancia del tórax y a las capacidades parásitas del primario y secundario del transformador a tierra. Al sustituir los parámetros de la ecuación por los valores de la tabla 4.3 el valor mínimo de la tensión interferente es de 66 nV de pico. Si se consideran los desequilibrios de impedancias de electrodos y de modo común, la tensión interferente es de 13,2 μ V de pico.

Las tensiones en modo común y en modo aislado son

$$V_{mc} = V_i \frac{Z_c}{Z_i} \frac{Z_{iso} \parallel Z_i}{Z_c + 2(Z_b + Z_{iso} \parallel Z_i)} \quad (4.47)$$

$$V_{iso} = V_i \frac{Z_c + 2Z_b}{Z_i} \frac{Z_{iso} \parallel Z_i}{Z_c + 2(Z_b + Z_{iso} \parallel Z_i)} \quad (4.48)$$

Con los valores de los parámetros de la tabla 4.3 se obtiene una tensión de modo común de 33 mV de pico y una tensión en modo aislado de 77 mV de pico.

La tensión interferente total a la entrada del amplificador, mediante la ecuación (4.11) y con los valores de CMRR e IMRR definidos anteriormente, tiene un valor mínimo de 0,47 μ V de pico. Si se consideran no nulos los desequilibrios de las impedancias de electrodo y de modo común la tensión interferente es de 13,6 μ V de pico.

Si el sistema de registro es no aislado ($Z_{iso} \rightarrow 0$) las tensiones interferentes en modo diferencial, común y aislado son nulas.

En la tabla 4.7 se encuentran las expresiones de las tensiones interferentes en modo diferencial, modo común y modo aislado debidas a las interferencias internas para sistemas de registro de dos y tres electrodos.

| | | |
|--------------|---------|--|
| 3 electrodos | aislado | Tensión modo diferencial |
| | | $V_{id} = V_i \frac{Z_{e3}}{Z_c Z_i} \frac{Z_{iso} \parallel Z_i}{Z_b + Z_{iso} \parallel Z_i} (Z_{t1} + Z_e (\frac{\Delta Z_e}{Z_e} - \frac{\Delta Z_c}{Z_c}))$ |
| | | Tensión modo común |
| | | $V_{mc} = V_i \frac{Z_{e3}}{Z_i} \frac{Z_{iso} \parallel Z_i}{Z_b + Z_{iso} \parallel Z_i}$ |
| | | Tensión modo aislado |
| | | $V_{iso} = V_i \frac{Z_b}{Z_i} \frac{Z_{iso} \parallel Z_i}{Z_b + Z_{iso} \parallel Z_i}$ |
| 2 electrodos | aislado | Tensión modo diferencial |
| | | $V_{id} = V_i \frac{1}{Z_i} \frac{Z_{iso} \parallel Z_i}{Z_c + 2Z_b + 2Z_{iso} \parallel Z_i} (Z_{t1} + Z_e (\frac{\Delta Z_e}{Z_e} - \frac{\Delta Z_c}{Z_c}))$ |
| | | Tensión modo común |
| | | $V_{mc} = V_i \frac{Z_c}{Z_i} \frac{Z_{iso} \parallel Z_i}{Z_c + 2(Z_b + Z_{iso} \parallel Z_i)}$ |
| | | Tensión modo aislado |
| | | $V_{iso} = V_i \frac{Z_c + 2Z_b}{Z_i} \frac{Z_{iso} \parallel Z_i}{Z_c + 2(Z_b + Z_{iso} \parallel Z_i)}$ |

Tabla 4.7 Tensiones interferentes en modo diferencial, modo común y modo aislado para sistemas de registro de dos y tres electrodos debidas a las interferencias internas del equipo de medida.

La tabla 4.8 contiene los valores de las tensiones interferentes en modo diferencial, común y aislado para sistemas de registro de 2 y 3 electrodos obtenidas a partir de los valores de los parámetros de la tabla 4.3.

| | V_{dmin} | $V_d \Delta$ | V_{cm} | V_{iso} | V_{imin} | $V_i \Delta$ |
|---------------|------------|--------------|------------|-----------|------------|--------------|
| 3 electrodos. | 0,16 nV | 32 nV | 82 μ V | 172 mV | 172 nV | 175 nV |
| 2 electrodos. | 66 nV | 13,2 μ V | 33 mV | 77 mV | 470 nV | 13,6 μ V |

Tabla 4.8 Tensiones interferentes debidas a interferencias internas del equipo de medida, según los valores de los parámetros de la tabla 4.3.

A partir del análisis anterior se pueden extraer las siguientes conclusiones por lo que se refiere a las interferencias internas del sistema de medida:

- En un sistema de registro de tres electrodos la mayor contribución a la interferencia total es debida a la tensión en modo aislado, siendo las contribuciones de la tensión en modo diferencial y en modo común bastante menores aunque existan desequilibrios de impedancias de electrodos y de modo común.

- Los niveles de tensión interferente que se obtienen para un sistema de registro de dos electrodos son muy superiores a los obtenidos para un sistema de registro de tres electrodos, debido principalmente a la contribución de la tensión interferente en modo diferencial, que en el sistema de registro de dos electrodos es $Z_c/2Z_{e3}$ veces mayor que en el sistema de registro de tres electrodos. La relación que existe entre las tensiones de modo común es la misma que hay entre las tensiones en modo diferencial.

- La tensión en modo aislado en un sistema de registro de dos electrodos es menor que en un sistema de registro de tres electrodos. Sin embargo, el elevado valor de la tensión interferente en modo diferencial del primero lo hace inadecuado para el registro de las señales que nos ocupan.

4.5.1.2 Interferencias debidas al acoplamiento capacitivo entre primario y secundario.

El transformador ideal presenta un aislamiento infinito entre sus devanados primario y secundario. En un transformador real, dicho aislamiento viene limitado por la presencia de una capacidad parásita entre el primario y el secundario C_{ps} .

La capacidad primario-secundario no sólo limita el aislamiento del transformador sino que puede ser responsable de la presencia de interferencias en el secundario del transformador que pueden pasar después al circuito de medida.. Partiendo del modelo de transformador real de la figura 4.7, y considerando que los valores de las resistencias e inductancias son muy pequeños, se puede obtener la función de transferencia para las interferencias acopladas al secundario a través de C_{ps} ,

$$H_{ps} = \frac{V_i}{V_e} = \frac{C_{ps}}{C_{ps} + C_1 + C_2} \quad (4.49)$$

El valor hallado para C_{ps} a partir de las medidas realizadas sobre la fuente de alimentación del equipo diseñado es de 180 pF. Sustituyendo este valor en la ecuación anterior junto con los valores de C_1 y C_2 calculados anteriormente, se obtiene que el valor de la tensión interferente existente entre el punto central del secundario y tierra es de 47 V de pico.

Esta tensión interferente pasará a la entrada del amplificador de instrumentación a través de las funciones de transferencia calculadas en el apartado anterior obteniéndose para un sistema de 3 electrodos una tensión de 4,8 mV de pico para un sistema de dos electrodos y de 47 μ V de pico para un sistema de 3 electrodos.

La tensión interferente tanto para un sistema de dos electrodos como para uno de 3 electrodos es excesivamente elevada para poder detectar micropotenciales cardíacos según los criterios establecidos..

Para evitar el acoplamiento de interferencias a través de la capacidad primario y secundario se puede apantallar uno de los devanados. Para que una posible interferencia no afecte al secundario, la pantalla se debe conectar a este devanado (Lozano A. et al., 1991).

4.5.2 ACOPLAMIENTOS CAPACITIVOS EN EL INTERIOR DEL EQUIPO

Las diferentes partes de un sistema de registro de biopotenciales están montadas sobre placas de circuito impreso, dispuestas en el interior de una caja. Si la caja es metálica y está adecuadamente conectada a tierra, actúa de pantalla de manera que no se pueden acoplar capacitivamente interferencias generadas en el exterior del equipo.

En una placa de circuito impreso, las diferentes señales viajan a través de pistas metálicas separadas por un material dieléctrico. Por lo tanto dos pistas en una placa de circuito impreso forman un condensador.

La naturaleza de las señales que coexisten en una placa de circuito impreso puede ser muy distinta: señales analógicas de bajo y alto nivel, señales digitales y las alimentaciones de los componentes activos.

Si el diseño de la placa de circuito impreso es correcto, la parte analógica está separada de la parte digital y las alimentaciones de cada una de estas dos partes son distintas. Por lo tanto, es de esperar que las señales digitales presentes no produzcan interferencias sobre la parte analógica. Pero aún en el caso de un diseño cuidadoso de la placa de circuito impreso, pueden existir puntos críticos donde se acoplen interferencias sobre la señal analógica. Si la señal analógica es de alto nivel, el acoplamiento de la interferencia puede no ser problemático, pero si la señal analógica es de bajo nivel, esta puede quedar completamente enmascarada por la interferencia.

Algunos de los puntos donde se pueden acoplar interferencias sobre señales analógicas de bajo nivel son las entradas de los amplificadores, y en general cualquier punto de alta impedancia.

La capacidad por unidad de longitud entre dos pistas paralelas de anchura w_1 y w_2 y grosor t separadas una distancia d sobre una placa de circuito impreso de grosor a y cuya constante dieléctrica ϵ_r , es (Pallás-Areny R., 1994)

$$\frac{C_{12}}{l} \cong \frac{\pi \varepsilon_{r(ef)} \varepsilon_0}{\ln\left(\frac{\pi(d-w)}{w+t} + 1\right)} \quad \text{si} \quad \frac{\pi d}{2(w+t)} > 3 \quad (4.50)$$

$$\frac{C_{12}}{l} \cong \frac{2\pi \varepsilon_{r(ef)} \varepsilon_0}{\ln\left(\frac{\pi d}{w_1+t} \frac{\pi d}{w_2+t}\right)} \quad \text{si} \quad d \gg w_1, w_2 \quad (4.51)$$

donde:

$$\begin{aligned} \varepsilon_{r(ef)} &\cong 1 & \text{si} & \quad d/a \gg 1 \\ \varepsilon_{r(ef)} &\cong \frac{1+\varepsilon_r}{2} & \text{si} & \quad d/a \cong 1 \end{aligned} \quad (4.52)$$

Si las dos pistas son paralelas pero están situadas en caras opuestas de la placa de circuito impreso la capacidad entre ambas se puede calcular mediante la siguiente ecuación

$$\frac{C_{12}}{l} \cong \varepsilon K \frac{w}{a} \quad K \cong \frac{7}{16} \frac{2a}{w} + 1 \quad (4.53)$$

El acoplamiento de la tensión interferente a través de la capacidad parásita se produce mediante un divisor de tensión formado por la propia capacidad parásita y la impedancia entre la pista víctima y el terminal de referencia, que en el caso peor será la impedancia de entrada del amplificador operacional.

Una posible tensión interferente a considerar es el rizado de la tensión de alimentación del amplificador operacional. Aunque este rizado sea bajo hay que tenerlo en cuenta debido a la proximidad de los terminales de entrada del operacional a los terminales de alimentación.

Para el caso de dos pistas paralelas separadas una distancia de 2 mm sobre la misma cara de la placa de circuito impreso, cuya anchura es de 0,3 mm con un grosor de 37 μm y considerando una $\varepsilon_{r(ef)} = 2,9$, se obtiene una capacidad de 30 pF/m. Si la longitud de las pistas es de 0,5 cm se obtiene una capacidad de 0,15 pF. Con las mismas características si las pistas están en caras opuestas de la placa de circuito impreso, se obtiene una capacidad de 0,69 pF.

Las tensiones de la fuente de alimentación del equipo diseñado presentan en el peor de los casos un rizado de 100 Hz de 0,3 mV de pico. Suponiendo la impedancia de entrada del amplificador de $10^{11} \Omega \parallel 2 \text{ pF}$, a la entrada del amplificador se tendrá una tensión de aproximadamente de 9 μV para el caso de pistas en la misma cara y de 36 μV para pistas en caras opuestas.

De los niveles de tensión interferente hallados se desprende que es importante evitar este tipo de acoplamiento cuando se trabaja con señales de bajo nivel, así como procurar que la alimentación tenga el menor rizado posible.

4.5.3 INTERFERENCIAS SUPERPUESTAS A LAS TENSIONES CONTINUAS DE ALIMENTACIÓN (PSRR LIMITADO).

Las tensiones generadas para la alimentación de los circuitos son prácticamente constantes. Sin embargo existe siempre un pequeño rizado que puede provocar la aparición de interferencias a la salida de los amplificadores debido a la limitación del PSRR (Power Supply Rejection Ratio) de los mismos.

La tensión interferente a la salida de un amplificador debida a la limitación de su PSRR puede expresarse

$$V_{ip} = 2 * \frac{\Delta V_{cc}}{PSRR} \quad (4.54)$$

donde ΔV_{cc} es el rizado de la tensión de alimentación y el factor 2 corresponde a considerar tanto la alimentación positiva como negativa.

Si el PSRR del amplificador es de $10 \mu\text{V/V}$ 100 Hz y el rizado de la tensión de alimentación es de 300 μV de pico, a la salida del amplificador se tendrá una interferencia de 6 nV de pico.

4.6 INTERFERENCIAS DE LÁMPARAS FLUORESCENTES

Los laboratorios de instrumentación biomédica y las salas de exploración clínica, se suele iluminar mediante lámparas fluorescentes. Los fluorescentes son una fuente conocida de interferencias de alta frecuencia. Dichas interferencias son debidas a descargas en el tubo, a la reactancia del fluorescente o a la luminaria de la lámpara. (EN 55015, 1994). Algunos autores han tenido en cuenta la presencia de estas interferencias de alta frecuencia en el electrocardiograma debidas a las lámparas fluorescentes en el diseño de amplificadores de ECG (Winter and Webster, 1983).

Pero las lámparas fluorescentes no sólo producen interferencias de alta frecuencia. En los registros electrocardiográficos realizados en las proximidades de una lámpara fluorescente pueden observarse interferencias de baja frecuencia (50 Hz y armónicos) cuya presencia o ausencia depende del conexionado de la lámpara fluorescente (Silva et al., 1994, Fernández et al . en revisión).

Para estudiar la influencia de las interferencias en el ECG debidas a las lámparas fluorescentes, se ha utilizado un lámpara de 15 W y se ha medido en tres situaciones diferentes: con el fluorescente encendido, con el fluorescente apagado desconectando la fase) y con el fluorescente apagado desconectando el neutro. El protocolo de medida seguido es:

- Adquisición de la señal interferente a 5 cm del tubo fluorescente mediante una sonda de campo cercano y un analizador de espectros.
- Adquisición de la señal interferente a 5 cm del tubo fluorescente mediante una sonda de osciloscopio.
- Adquisición del electrocardiograma de varios voluntarios situados a 50 cm de una lámpara fluorescente..
- Extracción de los segmentos isoeletricos (TP) de los electrocardiogramas anteriores para hallar su espectro vía FFT.

Los dos primeros puntos del protocolo de medida permiten observar la presencia de interferencias generadas por el tubo fluorescente cuando está encendido y cuando está apagado desconectando sólo el neutro. La figura 4.10 muestra la forma de onda de la interferencia en las dos situaciones de medida anteriores. La figura 4.11 muestra el espectro de dicha interferencia en las mismas situaciones de medida.

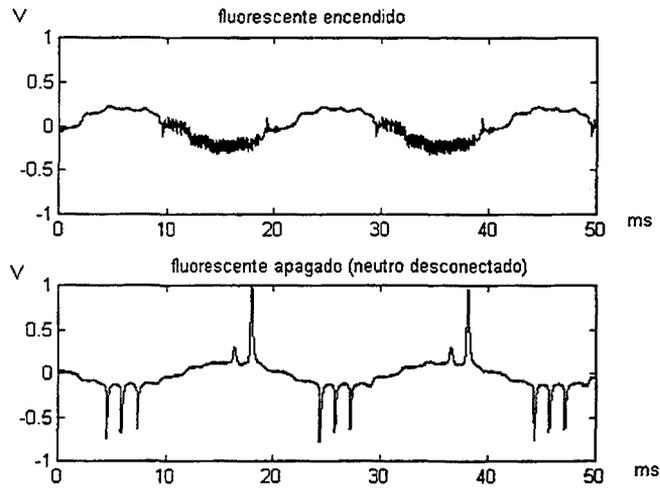


Figura 4.10 Interferencia de un fluorescente, señal temporal a 5 cm de distancia del centro del tubo.

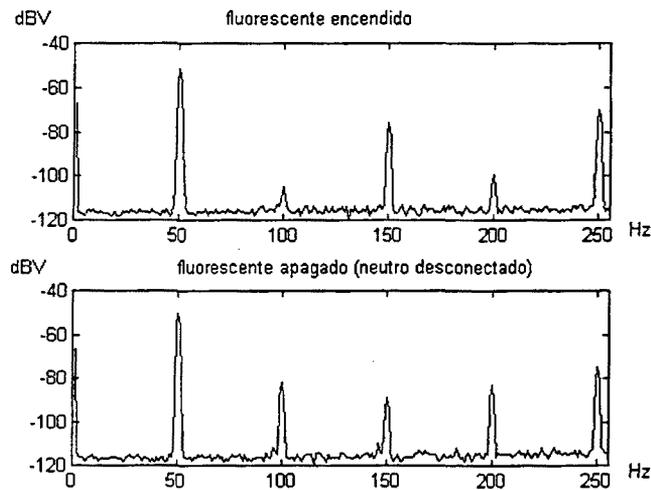


Figura 4.11 Interferencia de un fluorescente, espectro a 5 cm de distancia del centro del tubo.

En la figura 4.11 se puede observar que el nivel de la interferencia de 50 Hz es prácticamente el mismo cuando el fluorescente está encendido que cuando está apagado desconectando sólo el neutro. Los armónicos impares decrecen un poco cuando el neutro está desconectado pero el nivel de los armónicos pares aumenta casi 20 dB (armónico de 100 Hz).

El registro temporal del ECG es distinto para las tres situaciones de medida. A simple vista se puede observar la presencia de las interferencias, cuya forma de onda es distinta para los tres casos.

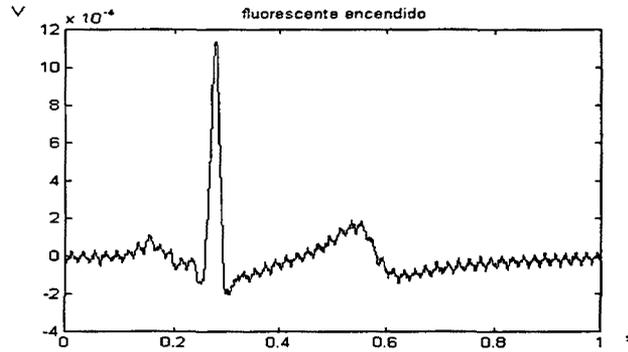


Figura 4.12 Electrocardiograma con presencia de interferencias debidas a lámparas fluorescentes. Fluorescente encendido

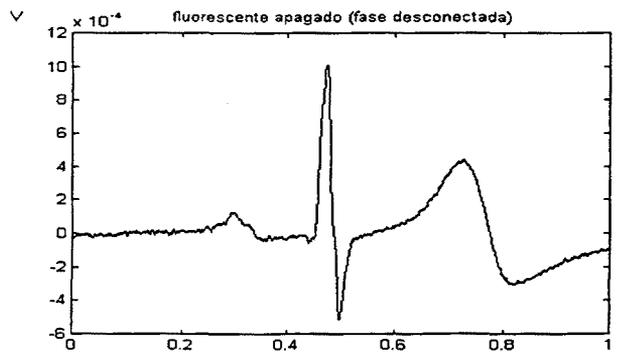


Figura 4.13 Electrocardiograma con presencia de interferencias debidas a lámparas fluorescentes. Fluorescente apagado, fase desconectada

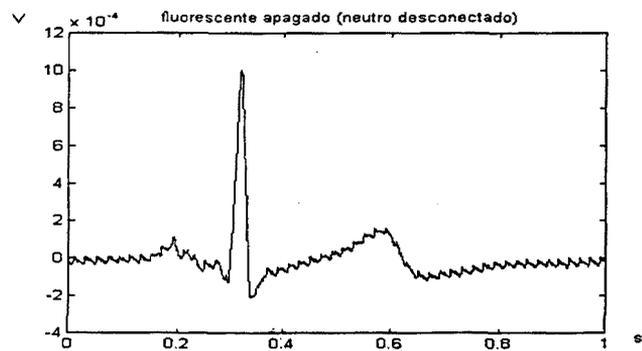


Figura 4.14 Electrocardiograma con presencia de interferencias debidas a lámparas fluorescentes. Fluorescente apagado, neutro desconectado, fase conectada.

El estudio de la influencia de esta interferencia sobre el ECG se realiza analizando los segmentos isoeletricos de los electrocardiogramas adquiridos en las tres situaciones de medida anteriores y calculando su espectro vía FFT.

En las figuras 4.15, 4.16 y 4.17 se muestra el espectro del intervalo isoeletrico del ECG para las tres situaciones de medida citadas.

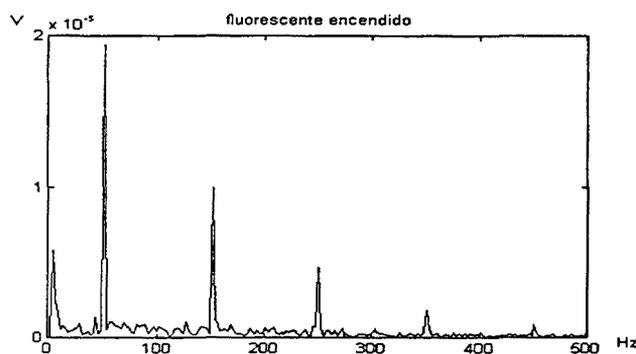


Figura 4.15 Espectro del segmento isoeletrico TP. Fluorescente encendido

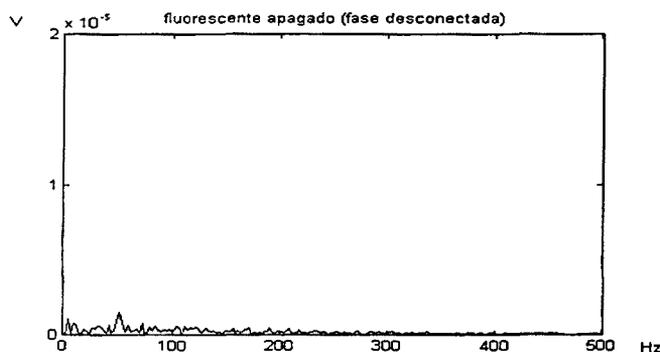


Figura 4.16 Espectro del segmento isoeletrico TP. Fluorescente apagado, fase desconectada

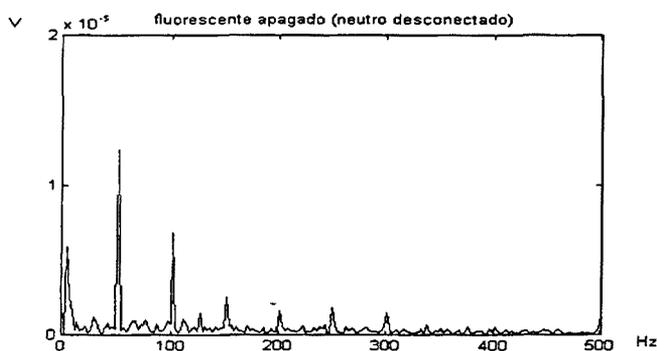


Figura 4.17 Espectro segmento isoeletrico TP. Fluorescente apagado, neutro desconectado, fase conectada

En las figuras anteriores se puede observar que la interferencia en el ECG sigue un comportamiento similar al descrito en las medidas realizadas con la sonda de campo cercano.

La presencia de lámparas fluorescentes en el entorno de medida provoca la presencia de fuertes interferencias de 50 Hz y sus armónicos pares e impares en el ECG, que pueden impedir la detección de señales de bajo nivel. Aunque las lámparas fluorescentes estén desconectadas la interferencia puede existir debido a un mal conexionado de dichas lámparas.

La solución ideal para el problema anterior sería realizar las medidas de ECG de alta resolución en salas donde la iluminación no sea a base de lámparas fluorescentes. En caso de que esto no sea posible, se deben realizar los registros con los fluorescentes apagados, aunque ello no nos garantiza la ausencia de interferencias (el fluorescente puede estar apagado sólo con el neutro desconectado). Para detectar la presencia de interferencias debidas a las lámparas fluorescentes cuando estas están apagadas se puede realizar la prueba descrita en el primer punto del protocolo de medida simplemente con un osciloscopio y una sonda de osciloscopio.

Teniendo en cuenta que por razones de seguridad al abrir un interruptor debe interrumpirse la conexión a la fase, cabe exigir que las instalaciones con conexionado defectuoso en los interruptores sean modificadas según las exigencias legales.

4.7 OTRAS FUENTES DE INTERFERENCIAS

Además de las interferencias descritas anteriormente, en registros de ECG de alta resolución pueden aparecer otras interferencias.

La mayor parte de los sistemas de registro de biopotenciales utilizan una pantalla de ordenador como sistema de visualización. En los registros de ECG se puede observar a veces la presencia de una señal interferente cuya frecuencia puede variar entre los 55 Hz y los 70 Hz aproximadamente. Dicha señal interferente es debida a la pantalla del ordenador y su frecuencia coincide con la frecuencia de cuadro de dicha pantalla (Virgili C., 1994).

Además de los monitores de ordenador, cualquier otro tipo de instrumentación funcionando simultáneamente al sistema de registro de biopotenciales puede ser una fuente de interferencias. Por lo tanto es recomendable, en el momento de realizar los registros, utilizar sólo la instrumentación estrictamente necesaria.

4.8 CONCLUSIONES

Para detectar micropotenciales cardíacos se debe establecer un nivel máximo admisible para las interferencias presentes en el registro. Generalmente se establece que dicho nivel debe de ser alrededor del 10% de la amplitud mínima de la señal que se pretende detectar. Por ejemplo la señal debida al haz de His presenta en la superficie del cuerpo humano una amplitud que suele variar entre $3 \mu\text{V}$ y $10 \mu\text{V}$, por lo tanto en este caso el nivel máximo de interferencia admisible será de unos 300 nV .

En este capítulo se ha establecido una clasificación de las interferencias que pueden estar presentes en un registro de micropotenciales cardíacos, así como varios modelos circuitales más completos que los presentados en la bibliografía hasta el momento para establecer los caminos de acoplamiento de las interferencias. Tal es el caso de las interferencias internas del equipo de medida o las interferencias que se acoplan capacitivamente sobre los electrodos de medida.

Las fuentes de interferencia se pueden agrupar en dos grandes bloques, las fuentes de interferencia externas al equipo de medida y las fuentes de interferencia internas al mismo.

Las interferencias externas pueden aparecer en el registro de la señal de interés a través de dos modos de acoplamiento: capacitivo e inductivo.

Las interferencias internas son debidas a no idealidades de las distintas partes del sistema de registro, principalmente de su fuente de alimentación y de las limitaciones de los componentes electrónicos.

Es difícil que en un mismo registro concurren todas las fuentes de interferencia estudiadas, en la mayoría de los casos sólo estarán presentes algunas de ellas.

La presencia de algunas de las interferencias estudiadas se puede evitar. Por ejemplo, la interferencia inductiva que se acoplan en el bucle de señal, se puede evitar reorientando el bucle de medida dentro del espacio donde se realicen los registros para que el coseno de los ángulos se anule. También se pueden evitar las interferencias internas debidas al acoplamiento entre el primario y el secundario del transformador conectando su blindaje en un punto adecuado, y las debidas a acoplamientos capacitivos en el interior del equipo con un diseño cuidado de las pistas de circuito impreso.

El nivel de tensión interferente producido por algunas de las fuentes estudiadas no es preocupante porque queda por debajo del nivel máximo admisible. Tal es el caso de las tensiones inducidas en el interior del cuerpo humano por la presencia de un campo magnético exterior, a no ser que el campo magnético sea muy grande, las tensiones interferentes inducidas no superan las decenas de nanovoltios. Lo mismo ocurre con las interferencias debidas al PSRR limitado de los amplificadores, si el amplificador tiene un PSRR suficientemente elevado la interferencia queda dentro de los límites admisibles.

Otras de las fuentes de interferencia estudiadas no son evitables a priori. Tal es el caso de las interferencias por acoplamiento capacitivo o las debidas a algunas no idealidades del transformador de la fuente de alimentación. De las interferencias capacitivas la que mayor peso tiene sobre la tensión interferente total es la interferencia acoplada sobre los electrodos de medida, muy por encima de la interferencia acoplada sobre el paciente o sobre los cables de medida. Dicha interferencia no se había tomado en consideración en ninguno de los trabajos anteriores conocidos.

Se puede considerar que las fuentes de interferencia que contaminan un determinado registro son independientes. Aunque su origen es común (la red de distribución de energía eléctrica) los caminos de acoplamiento son distintos para todas ellas y no existe relación entre los mismos.

Partiendo de la afirmación anterior, la tensión total en un registro se calculará como la suma cuadrática de todas las tensiones interferentes presentes.

A partir de los estudios realizados y considerando sólo las fuentes de interferencia que son inevitables, el nivel mínimo de interferencia que cabe esperar en el peor caso en un registro de micropotenciales cardíacos es del orden de $30 \mu\text{V}$ de pico para un sistema de registro de 3 electrodos aislado y de $28 \mu\text{V}$ para un sistema de registro de dos electrodos aislado (estos valores corresponden al conjunto de valores de los parámetros de acoplamiento definidos en este capítulo). En ambos casos se supera por mucho el límite máximo establecido; por lo tanto se deben aplicar una serie de técnicas para reducir el nivel de interferencia presente en el registro y poder detectar la señal de interés.

Aunque las tensiones interferentes para los sistemas de registro de dos y tres electrodos son similares, el sistema diseñado es un sistema de registro de tres electrodos. La elevada tensión interferente en un registro de tres electrodos, es debida principalmente al acoplamiento de los electrodos de medida., si se puede minimizar este acoplamiento, el sistema de registro de tres electrodos presenta un nivel de tensión interferente bastante menor que el de dos electrodos (4,61 μV para el sistema de registro de tres electrodos frente a 20 μV para el sistema de dos electrodos).