



UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CATALUÑA

PROGRAMA DE DOCTORADO DE INGENIERÍA BIOMÉDICA

***ESTUDIO Y DESARROLLO DE NUEVAS TÉCNICAS DE
MEDIDA NO INVASIVAS EN EXTREMIDADES INFERIORES
PARA SUPERVISAR PARÁMETROS FISIOLÓGICOS EN
ENTORNOS DOMÉSTICOS***

**Tesis doctoral presentada en la
Universidad Politécnica de Cataluña
para la obtención del título de doctor**

Rafael González Landaeta

Directores: Dr. Ramon Pallàs Areny y Dr. Óscar Casas Piedrafita
Departamento de Ingeniería Electrónica

Noviembre 2008

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CATALUÑA

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA
GRUPO DE INSTRUMENTACIÓN, SENSORES E
INTERFACES

***ESTUDIO Y DESARROLLO DE NUEVAS TÉCNICAS DE
MEDIDA NO INVASIVAS EN EXTREMIDADES INFERIORES
PARA SUPERVISAR PARÁMETROS FISIOLÓGICOS EN
ENTORNOS DOMÉSTICOS***

**Tesis doctoral presentada en la
Universidad Politécnica de Cataluña
para la obtención del título de doctor**

Rafael González Landaeta

Directores: Dr. Ramon Pallàs Areny y Dr. Óscar Casas Piedrafito
Departamento de Ingeniería Electrónica

Noviembre 2008

A Alivid y Ana, a quienes ruego me perdonen por haberlas abandonado durante la búsqueda de una superación fútil. Las amo.

RESUMEN

Las frecuencias cardíaca y respiratoria son dos de los cinco parámetros que permiten valorar el estado de salud de una persona. No obstante, la mayoría de los sistemas utilizados para supervisar estas dos variables son de uso hospitalario. En esta tesis se proponen técnicas de medida no invasivas para medir las frecuencias cardíaca y respiratoria en condiciones estáticas. Utilizando sólo las extremidades inferiores del sujeto, se busca simplificar el procedimiento de medida para que las técnicas propuestas se puedan realizar en entornos domésticos.

Para medir la frecuencia cardíaca se propone una técnica activa y una pasiva. La técnica activa consiste en detectar las variaciones de impedancia eléctrica relacionadas con los cambios de volumen en algunos vasos de las extremidades inferiores. El método se basa en la pletismografía de impedancia, pero en esta oportunidad se utilizan electrodos secos plantares en lugar de los electrodos convencionales tipo banda. Esta particularidad ayuda a que se puedan usar los electrodos de algunas básculas comerciales que estiman la composición corporal.

La técnica pasiva consiste en detectar el balistocardiograma (BCG) de fuerza de un sujeto de pie sobre una báscula electrónica pesa-personas. Para ello, basta con usar la célula de carga incorporada en la báscula destinada a estimar el peso del sujeto. Aquí se detectan las fuerzas verticales que se generan en cada latido, producto de la circulación de la sangre a través de los grandes vasos del sistema cardiovascular. La técnica funciona en sujetos con calzado, siempre y cuando puedan mantenerse erguidos y que no sufran de temblores.

En ambos casos se obtienen señales cardíacas latido a latido, con una relación señal-ruido (SNR) suficientemente como para estimar la frecuencia cardíaca mediante un algoritmo de umbral adaptativo. Sin embargo, la SNR depende de que el sujeto no se mueva durante la medida, por lo que se aconsejan tiempos de medida breves.

Aprovechando la interacción cardiorrespiratoria que se manifiesta en el BCG de fuerza, se extrae la respiración de un sujeto al ponerse de pie sobre una báscula electrónica pesa-personas. Para ello, el BCG de fuerza, cuya amplitud está modulada por la respiración, se muestrea en sincronía con el latido, obteniendo así la señal respiratoria en tiempo real. No es necesario descalzarse ni colocarle electrodos o sensores al sujeto, y esto simplifica el procedimiento de medida.

En las técnicas propuestas se ha utilizado la detección coherente, y se ha demostrado que con este método se reduce la contribución de interferencias externas al sistema de medida, pero no se reducen aquellas que provienen del sujeto (artefactos de movimiento).

En cuanto a la contribución de ruido electrónico, que puede ser importante por la elevada ganancia de los circuitos implementados, si una red de acoplamiento en alterna se conecta a la entrada de un amplificador que trabaja a bajas frecuencias, la mayor contribución al ruido de salida proviene de la corriente de ruido del amplificador. Sin embargo, se ha demostrado que esta contribución se reduce si se utiliza una red de acoplamiento simétrica y balanceada con entrada y salida diferenciales.

El uso de una electrónica poco compleja y la posibilidad de usar los sensores incorporados en una balanza comercial, ayudan a que las técnicas propuestas en esta tesis se puedan usar en el hogar como herramienta para supervisar, periódicamente, las frecuencias cardíaca y respiratoria de un sujeto.

AGRADECIMIENTOS

Más que agradecimientos, estoy convencido de que el mérito de todo este trabajo es de mi esposa Alivid y de mi princesa Ana Christina, yo sólo he sido un simple adminículo en tan extensa labor. A ustedes les debo su amor, su paciencia, su espera, su constancia y su apoyo en la distancia, y creo que eso no se merece un simple “gracias”. De no ser por ustedes, ninguna de las líneas de este trabajo se hubiese escrito. A quien sí le doy gracias es a Dios, por hacerlas parte de mi vida.

A toda mi familia González-Matheus, por velar durante cuatro largos años por el bienestar de mi hija. Todos y cada uno de ustedes han hecho de mi princesa una niña feliz.

Al Dr. Ramon Pallàs Areny, por brindarme la oportunidad de entrar en el mundo científico y compartir conmigo sus valiosos conocimientos sobre la instrumentación médica. Su nivel de exigencia me ha permitido llegar a límites que anteriormente me eran inalcanzables.

A Óscar Casas, la persona que constantemente ha depurado mi formación científica. Más que mi tutor, lo considero mi verdadero mentor, y porque no, mi amigo. No sólo por sus oportunos consejos en los momentos críticos, sino por compartir conmigo esa infinita sabiduría con humildad y dedicación. Sinceramente, un ejemplo a seguir, no sólo como profesional, sino como persona.

Al *Scientist* Ferrán, por brindarme su amistad incondicional. Un solo consejo tuyo ha bastado para no tomar el primer avión a Venezuela. Gracias por enseñarme parte de la hermosa Cataluña y por presentarme a personas tan especiales como Laia. A ella también extiendo mis más sinceros agradecimientos por tantos momentos inolvidables. La invitación al Caribe sigue abierta.

Quiero agradecerle a Roberto, el *ZigBee Man*. Persona autodidacta, capaz de hacer material todo aquello que le pasa por la mente, no sólo en el campo de la electrónica, sino también en el mundo de los deportes extremos. Gracias por tu ayuda desinteresada, literalmente, me has salvado la vida aquí.

A Juan, mi amigo, mi hermano y mi soporte durante mi formación académica. Si algo debo de agradecerte es tu paciencia al velar por mis intereses durante tanto tiempo de ausencia. Estoy convencido que en este mundo pocos podemos presumir de tener amigos como tú.

A Abraham y Ernesto, mis amigos mexicanos, incondicionales. Ustedes han sido mi soporte diario en las buenas y en las malas. Ambos me han brindado sabiduría y paciencia. Gracias por los viernes de ocio. Siempre podremos tomarnos un café lejos de aquí.

A mis amigos catalanes, Txor, Miquel y Joan, por brindarme experiencias inolvidables y enseñarme su cultura, por aceptarme a pesar de apoyar al Real Madrid y por hablarme en castellano. *Ho assec, se'm fa difícil parlar en català.*

A todo el grupo ISI por tratarme como un integrante más. Todas y cada una de las experiencias vividas han contribuido positivamente en mi mejoramiento profesional y personal.

A la Universidad Nacional Experimental Francisco de Miranda, por el soporte económico durante mi formación doctoral.

Es obvio que siempre faltará alguien en esta lista, pero si de una u otra forma ha contribuido en la culminación de esta etapa, que no le quepa la menor duda que le estaré agradecido eternamente.

ÍNDICE

RESUMEN.....	vii
AGRADECIMIENTOS	ix
Capítulo 1	15
1 Introducción.....	17
1.1 Estado de la técnica	17
1.2 Planteamiento del problema y propuesta de esta tesis	20
1.3 Objetivos	22
1.4 Organización de la memoria	22
Capítulo 2	25
2 Detección de la frecuencia cardiaca mediante medidas de bioimpedancia plantar.....	27
2.1 Análisis de los cambios de impedancia debidos a la circulación arterial y venosa	28
2.2 Electrodo plantares	29
2.3 Desarrollo de la instrumentación.....	31
2.3.1 Fuente de corriente	32
2.3.2 Etapa frontal	33
2.3.2.1 Relación de rechazo en modo común (CMRR)	34
2.3.2.2 Impedancia de entrada en modo común y en modo diferencial.....	36
2.3.3 Desmodulador coherente.....	37
2.3.4 Etapa de salida.....	40
2.3.5 Sensibilidad del sistema	42
2.3.6 Sistema de adquisición de datos.....	43
2.3.7 Algoritmo para estimar la frecuencia cardiaca.....	43
2.4 Análisis de ruido, interferencias y artefactos de movimiento	44
2.4.1 Estimación del ruido del sistema.....	44
2.4.2 Cálculo de la relación señal-ruido (SNR)	47
2.4.3 Interferencias	47
2.4.4 Artefactos de movimientos.....	50
2.5 Protocolo de medida.....	51

2.6	Resultados y discusión	51
2.7	Conclusiones	58
Capítulo 3		59
3	Detección de la frecuencia cardiaca mediante medidas de variaciones de fuerza	61
3.1	Principio de medida.....	62
3.2	Interfaz mecánica: báscula pesa-personas.....	63
3.2.1	Sensibilidad estática	64
3.2.2	Características dinámicas	65
3.2.2.1	Respuesta en el dominio temporal	65
3.2.2.2	Respuesta en frecuencia	67
3.3	Sistemas de medida para registrar el BCG de fuerza	69
3.3.1	Sistema de medida en banda base	70
3.3.1.1	Etapa frontal	70
3.3.1.2	Etapa de salida.....	73
3.3.1.3	Respuesta en frecuencia del sistema	73
3.3.1.4	Estimación del ruido del sistema.....	75
3.3.1.5	Interferencias.....	78
3.3.1.6	Margen dinámico.....	78
3.3.2	Sistema de medida mediante detección coherente	79
3.3.2.1	Etapa frontal	80
3.3.2.2	Desmodulador	80
3.3.2.3	Etapa de salida.....	82
3.3.2.4	Estimación del ruido del sistema.....	83
3.3.2.5	Interferencias	85
3.4	Artefactos de movimiento	86
3.5	Sistema de adquisición de datos.....	87
3.6	Protocolo de medida.....	87
3.7	Resultados y discusión	87
3.8	Conclusiones	97
Capítulo 4		99
4	Detección de la frecuencia respiratoria en tiempo real a partir del BCG de fuerza	101

4.1	Efectos de la respiración en señales cardiovasculares	102
4.1.1	Arritmia sinorrespiratoria.....	102
4.1.2	Modulación de amplitud en registros cardiovasculares	103
4.1.2.1	Respiración derivada del ECG (EDR)	103
4.1.2.2	Respiración derivada de la fotopleletismografía.....	104
4.1.2.3	Respiración derivada del balistocardiograma (BCG) de fuerza... 105	
4.2	Modelo matemático.....	107
4.3	Sistema de medida.....	111
4.3.1	Generador de pulsos	111
4.3.2	Desmodulador	113
4.3.2.1	Respuesta en amplitud.....	114
4.3.2.2	Distorsión	115
4.3.3	Etapa de salida.....	116
4.4	Protocolo de medida.....	118
4.5	Resultados y discusión	118
4.6	Conclusiones	123
	Capítulo 5. Conclusiones.....	125
	Referencias.....	131
	Publicaciones.....	141
	Apéndices.....	145
	Anexos.....	191

Capítulo 1

“La formulación de un problema es más importante que su solución”

Albert Einstein

1 Introducción

1.1 Estado de la técnica

Supervisar el estado de salud de una persona mientras ésta realiza sus actividades cotidianas, es un objetivo común en muchos estudios. Esto ha impulsado el desarrollo de sistemas que incorporan sensores en prendas de vestir, conocidos como sistemas *wearable*, o en el entorno donde se desenvuelve el sujeto, conocidos como sistemas *environmental* (Korhonen y col., 2003). Muchas de estas propuestas registran parámetros fisiológicos considerados básicos para valorar el estado de salud de una persona: peso, temperatura, electrocardiograma (ECG), presión arterial, frecuencias cardíaca y respiratoria.

Los sistemas *wearable* se utilizan para supervisar periódica y/o continuamente la condición fisiológica de una persona (Binkley, 2003). Es una solución cómoda para sujetos con enfermedades crónicas o que están sometidos a terapia continua. También para aquellas personas que practican deportes y que necesitan monitorear continuamente su frecuencia cardíaca, para lo cual existen alternativas comerciales como los sistemas Polar, que detectan las pulsaciones mediante un brazalete o reloj (Rantala, 2001). Con los sistemas *wearable*, aparte de que se reduce el número de visitas al hospital, se detectan anomalías en ciertos parámetros que se manifiestan esporádicamente, y que no son detectables en las controladas condiciones que existen en un hospital.

Los sistemas *environmental* realizan medidas periódicas o puntuales, aunque algunos pueden realizar medidas continuas. Si una persona obtiene periódicamente información de su condición fisiológica, puede ayudar al cambio de ciertos hábitos que perjudican su salud. Aunque una medida puntual no es relevante, la tendencia de un conjunto de medidas periódicas sirve para valorar el estado de salud de un sujeto (Korhonen y col., 2003).

Con ambos sistemas se busca prescindir de un especialista para registrar parámetros fisiológicos, los cuales pueden alterarse por efectos subjetivos, muy comunes dentro del hospital; por ejemplo, el efecto del síndrome de bata blanca sobre las medidas de presión arterial. No obstante, a diferencia de los sistemas Holter, introducidos en 1961 (Thakor,

1984), muchas de las alternativas *wearable* y *environmental* no son considerados como sistemas de diagnóstico.

Para medir temperatura, peso y presión arterial, existen alternativas comerciales que pueden usarse fácilmente en el hogar; en cambio, para registrar parámetros cardiorrespiratorios usualmente se utilizan sistemas de uso hospitalario que requieren un personal cualificado. Muchos de los estudios en sistemas *environmental* están orientados a registrar estos parámetros en el hogar mediante utensilios domésticos, usando técnicas simples y cómodas para el sujeto.

El ECG es uno de los parámetros más estudiados, sobre todo para proponer métodos que no requieran los procedimientos (previos a la medida) que usualmente realiza el especialista. Para ello, Lim y Kim (2006) han dispuesto electrodos activos en una silla para prescindir del contacto directo electrodo-piel. Con este método se detecta el ECG de un sujeto a través de la ropa mediante un procedimiento tan común como sentarse en una silla. No obstante, la calidad de la señal depende del tipo de ropa que lleve puesta la persona. Ishijima y Togawa (1989) colocaron electrodos de Ag-AgCl en las paredes de una bañera para detectar el ECG de una persona mientras se bañaba. A pesar de que no había un contacto directo con el sujeto, la distorsión del ECG era mínima; sin embargo, la amplitud del ECG variaba según la conductividad del agua de la bañera. También se han dispuesto electrodos secos en la tapa de un retrete (Kim y col., 2004), donde el ECG se registra mediante acoplamiento capacitivo entre los electrodos y los muslos del sujeto. Aunque la medida se realiza en condiciones estáticas, esta interfaz es susceptible a los artefactos de movimientos involuntarios.

Algunos autores coinciden en que si la monitorización se realiza sin que el sujeto se percate de ello, las medidas que se obtienen son más fiables (Ishijima, 1996; Binkley, 2003; Ogawa y Togawa, 2003). Para ello, la mejor opción es monitorear al sujeto mientras duerme, lo cual puede hacerse durante horas, detectando así anomalías fisiológicas que ocurren con poca frecuencia (Togawa, 2004). Ishijima (1993) colocó electrodos textiles en la almohada y el colchón para obtener el ECG mediante el contacto con la nuca y los talones del sujeto, sin embargo, los movimientos corporales durante la noche enmascaraban los registros. Este problema ha sido estudiado por Lim y col. (2007), quienes incorporaron un conjunto de electrodos activos en todo el ancho de la cama a la altura del tórax. Con esta configuración se detectó el ECG sin contacto directo con la piel, incluso si el sujeto cambiaba de posición mientras dormía.

En todos los sistemas descritos anteriormente no hay que preparar la piel, ni usar gel electrolítico para detectar el ECG, lo cual simplifica su uso. Sin embargo, la calidad del

registro no es suficiente para realizar un diagnóstico, por lo que sólo sirve para estimar la frecuencia cardiaca (y su variabilidad en medidas prolongadas).

Gracias a los avances en el desarrollo de sensores piezoeléctricos, se han propuesto técnicas basadas en medidas mecánicas para detectar otros parámetros fisiológicos aparte de la frecuencia cardiaca. Con estos sensores la relación señal-ruido (SNR) no depende de la calidad de la interfaz con el sujeto, pero sí de la posición relativa entre el sensor y la zona de medida. Koivistoinen y col. (2004) han dispuesto sensores piezoeléctricos en el asiento y el espaldar de una silla para detectar el balistocardiograma (BCG) y los movimientos relacionados con la respiración. Ambas señales se registran simultáneamente en un mismo procedimiento gracias a la elevada sensibilidad de los sensores, cuya señal de salida se puede acondicionar mediante una electrónica sencilla. También se han dispuesto sensores piezoeléctricos en camas (Niizeki y col., 2005; Watanabe y col., 2005), donde además de detectar la actividad cardiaca y respiratoria, se evalúa el estado del sueño de una persona detectando los movimientos corporales durante la noche. Estas técnicas son más simples que la propuesta de Spillman y col. (2004), quienes han utilizado una fibra óptica multimodal extendida sobre la superficie del colchón.

El uso de sensores piezorresistivos también ha sido considerado. Se han dispuesto debajo de los soportes de una cama (Gih Sung y col., 2007) para obtener el BCG y así evaluar la variabilidad de la frecuencia cardiaca durante la noche. También se han incorporado debajo de un retrete para detectar las pulsaciones y el peso del sujeto y de las excreciones (Yamakoshi y col., 1996).

En algunos sistemas *environmental* también se ha tomado en cuenta registrar la presión arterial. Actualmente existen en el mercado sistemas que miden automáticamente la presión arterial de una persona mediante métodos estándares, como la detección de los sonidos de Korotkoff y el método oscilométrico (Togawa, 2004). En ambos casos hay que usar un brazalete insuflable, lo que genera cierta molestia en algunas personas. Algunos de estos sistemas miden la presión arterial en el dedo o en la muñeca, produciendo un error en la medida debido al efecto de la gravedad. De ahí que la mejor opción sean los sistemas que miden la presión arterial en la parte superior del brazo.

La presión arterial varía durante el día y dichas variaciones aportan información sobre el sistema cardiovascular (Tatara y col., 2007). Para registrar estas variaciones fuera del hospital, se usan los sistemas Holter de presión arterial que realizan medidas periódicas a diferentes horas del día. En medidas continuas, el uso del brazalete es inviable, ya que se recomienda esperar 1 o 2 minutos entre medidas (D'Alessandro Martínez, 2003). Este

problema ha sido considerado por algunos autores que buscan registrar la presión arterial durante un tiempo prolongado sin usar el brazalete. Para ello estiman el tiempo de tránsito de la onda de pulso (Lehmann, 2000), registrando simultáneamente diversos parámetros relacionados con la actividad cardiaca. Lo más común es detectar el ECG y una señal hemodinámica, para lo cual se han incorporado electrodos y sensores ópticos en sillas (Wu y col., 2006) y retretes (Kim y col., 2006) y así registrar el ECG y el fotopleletismograma, respectivamente. En estos casos, el complejo QRS representa el punto de inicio del tránsito de la onda de pulso.

La ventaja de los sistemas descritos anteriormente es que el sujeto no necesita tener un alto grado de instrucción para usarlos. Esto promueve la aceptación por parte del usuario, lo que facilita la incorporación de estos sistemas en el entorno doméstico (Weeg, 2004). Una muestra de ello son las básculas pesa-personas y los monitores de presión arterial comerciales, considerados por Korhonen y col. (2003) como una clase intermedia entre los sistemas *wearable* y *environmental*, y su uso en el hogar es bastante frecuente.

Las básculas sirven para supervisar periódicamente la condición física de un sujeto. Estos sistemas incorporan sensores de fuerza para estimar el peso de una persona, aunque actualmente algunas básculas comerciales también incorporan electrodos plantares secos para estimar la composición corporal mediante medidas de bioimpedancia (Oguma, 1999). También se han propuesto métodos para detectar la actividad cardiaca añadiendo sensores piezoeléctricos o piezorresistivos en la plataforma de la báscula (Sepponen, 1994), o aprovechando los electrodos plantares para estimar la frecuencia cardiaca a partir del ECG (Kaiser y Findeis, 2007). Pero ninguno de estos métodos parece haber sido implementado en equipos comerciales.

1.2 Planteamiento del problema y propuesta de esta tesis

Los sistemas utilizados en el entorno doméstico presumen de realizar medidas sin afectar la actividad cotidiana del sujeto, sin embargo, esta misma actividad a veces afecta a la calidad de las medidas obtenidas, haciendo que algunos sistemas sean poco eficaces. Por un lado, porque se altera la ubicación relativa entre el sensor/electrodo y la zona de medida; por otro lado, por la presencia de artefactos de movimiento (Koivistoinen y col., 2004; Watanabe y col., 2005), causas bastante comunes en los sistemas *wearable* que realizan medidas continuas.

En los sistemas *environmental* los artefactos de movimientos son menos frecuentes gracias a que las medidas son puntuales y muchas veces en condiciones estáticas, aunque al igual que los sistemas *wearable*, la calidad de las medidas depende de la posición relativa entre el sensor/electrodo y la zona de medida. No obstante, para reducir estos efectos, Chen y col. (2005) proponen emplear algoritmos más robustos y estrategias de detección más eficaces.

También hay que considerar la incorporación de los sensores, lo cual requiere cierta pericia, sobre todo si se necesitan varios sensores para registrar diversos parámetros fisiológicos. Por ejemplo, para registrar el ECG hay que considerar el diseño de los electrodos para que se adapten a las formas del objeto donde se van a incorporar. También hay que elegir la ubicación de dichos electrodos para obtener medidas confiables. Los sistemas que utilizan sensores piezoeléctricos y piezorresistivos presentan inconvenientes similares, aunque el avance en el diseño de este tipo de sensores facilita su implementación.

Los monitores de presión arterial comerciales son menos propensos a artefactos de movimiento, aunque se deben seguir ciertas instrucciones para reducir los errores en las medidas. En las básculas que miden la composición corporal también hay que seguir ciertas indicaciones, como garantizar un buen contacto con los electrodos plantares y mantenerse quieto durante la medida. Para detectar parámetros cardiacos mediante una báscula hay que añadir sensores a los ya incorporados (Lavery y col., 2001). No obstante, el método propuesto por Kaiser y Findeis (2007) para obtener el ECG, utiliza los mismos electrodos de las básculas que estiman la composición corporal, pero requiere una electrónica compleja para obtener una señal que sólo sirve para estimar la frecuencia cardiaca.

La propuesta de esta tesis es desarrollar técnicas de medida alternativas a las presentadas anteriormente. El objetivo es supervisar periódicamente parámetros del sistema cardiorrespiratorio en entornos domésticos, en condiciones estáticas y usando como interfaz las extremidades inferiores del sujeto. Mediante la combinación de diversos métodos de medida, se pretende reducir el número de sensores y la complejidad de la electrónica necesaria para obtener señales con una buena SNR, suficiente como para estimar parámetros de interés con un mínimo de errores.

1.3 Objetivos

Las técnicas que se desarrollan en esta tesis deben ser fáciles de usar y cómodas para el sujeto y, a la vez, sencillas de implementar, lo cual ha llevado a plantear los siguientes objetivos principales:

1. Proponer interfaces para detectar las actividades cardíaca y respiratoria en las extremidades inferiores.
2. Desarrollar métodos de procesamiento analógico de señales para conseguir una relación señal-ruido suficiente como para estimar las frecuencias cardíaca y respiratoria a partir de algoritmos simples.
3. Analizar la contribución del ruido electrónico y de interferencias que degraden la calidad de las señales obtenidas y proponer soluciones para reducir sus efectos.
4. Validar cada una de las técnicas desarrolladas comparándolas con métodos de medida estándares mediante protocolos de medida específicos.

Para el desarrollo de cada una de las técnicas propuestas en esta tesis, se presentan los modelos matemáticos correspondientes que ayuden a describir el principio de medida.

1.4 Organización de la memoria

La memoria está estructurada en tres capítulos principales.

En el capítulo 2 se describe la detección de la actividad cardíaca mediante medidas de bioimpedancia plantar. Se analiza la contribución de la circulación arterial y venosa en la impedancia medida en las extremidades inferiores. Posteriormente se estudia el principio de la técnica mediante los modelos correspondientes. Se presenta el diseño de la instrumentación que consiste en un procesamiento analógico diferencial con desmodulación basada en el muestreo sincrónico. Se analizan el ruido y las interferencias que degradan la SNR de la señal de impedancia y se proponen técnicas para reducir estos efectos. Por último, se demuestra la factibilidad de implementar esta técnica en básculas comerciales que disponen de electrodos plantares.

En el capítulo 3 se estudia la detección del BCG de fuerza usando una báscula electrónica convencional. Se describe el principio de medida y se desarrollan procedimientos teórico-experimentales para determinar si las básculas electrónicas convencionales pueden detectar

este tipo de señales. Para registrar el BCG de fuerza se proponen dos métodos: una medida en banda base y una medida mediante desmodulación coherente. En cada caso, el diseño de la instrumentación busca reducir el ruido electrónico y las interferencias, tanto las que provienen del sujeto como de fuentes externas.

En el capítulo 4 se presenta una técnica para detectar la señal respiratoria en tiempo real usando una báscula electrónica convencional. Se demuestra que mediante un procesamiento analógico, basado en el muestreo síncrono, se puede extraer la frecuencia de la respiración a partir del BCG de fuerza. Para ello, primero se presentan los modelos que describen la interacción cardiorrespiratoria; posteriormente, se analiza la instrumentación necesaria para muestrear el BCG de fuerza en sincronía con el latido. Al igual que en los capítulos anteriores, se analizan las señales que pueden degradar la calidad de la señal respiratoria.

En cada capítulo se presentan los resultados experimentales con sus respectivas discusiones y conclusiones. En el capítulo 5 se presentan las conclusiones generales de este trabajo.

Al final de la tesis hay 4 apéndices con el detalle de los desarrollos matemáticos y la descripción de algunas pruebas experimentales. También hay un anexo donde se presentan los diagramas electrónicos completos de los sistemas de medida implementados.

Capítulo 2

“No hay problema que se resista al continuo ejercicio del pensamiento”

Voltaire

2 Detección de la frecuencia cardiaca mediante medidas de bioimpedancia plantar

Para obtener información del sistema cardiovascular, es habitual colocar electrodos y/o sensores en el cuerpo para detectar cambios físicos y/o químicos relacionados con la actividad cardiaca. No obstante, la molestia que esto genera en los sujetos puede alterar algunas variables fisiológicas, entre ellas, la frecuencia cardiaca. En este capítulo se presenta una técnica para obtener la frecuencia cardiaca mediante medidas de bioimpedancia plantar, similar a la que utilizan algunas básculas de baño para estimar la composición corporal de una persona. Aunque el principio de medida se basa en la pletismografía de impedancia, en este caso no se mide con los convencionales electrodos tipo banda, sino que se utilizan electrodos superficiales secos tipo plataformas. El objetivo es reducir el tiempo de preparación para la medida y disminuir las molestias en el sujeto debidas al uso de electrodos convencionales. Para comprender el origen de la señal detectada, se analiza la influencia de la circulación arterial y venosa en la impedancia eléctrica medida en las extremidades inferiores. Para evaluar la aplicación de esta técnica en sistemas comerciales, la señal de bioimpedancia se obtiene primero con electrodos de fabricación propia y después se emplean electrodos incorporados en básculas de baño comerciales. En cuanto a la instrumentación, ésta se basa en un procesamiento analógico diferencial y una desmodulación coherente mediante el muestreo sincrónico (también diferencial). El objetivo es obtener una señal de impedancia lo suficientemente buena como para estimar la frecuencia cardiaca mediante métodos de procesamiento de señal simples. Por lo tanto, se analiza el diseño de la instrumentación y se evalúan las fuentes de ruido e interferencias que puedan degradar la calidad de la señal.

2.1 Análisis de los cambios de impedancia debidos a la circulación arterial y venosa

Los vasos sanguíneos son distensibles para así ofrecer una adecuada resistencia periférica a la circulación de la sangre. Esta dilatabilidad produce un cambio de volumen, el cual es más perceptible en aquellas zonas del cuerpo donde hay vasos grandes cerca de la piel. La pletismografía de impedancia detecta estos cambios de volumen mediante la medida de impedancia eléctrica, inyectando una corriente conocida y midiendo la tensión resultante. En las extremidades, los cambios de volumen en arterias, venas y pequeños vasos sanguíneos contribuyen (con diferentes aportaciones) a la señal de impedancia.

Shankar y col. (1985) han demostrado que los cambios de impedancia producto de la circulación arterial en las extremidades inferiores, se deben a dos factores: al cambio de volumen del vaso y a la resistividad de la sangre. Aunque esta última aporta sólo un 5,5 % de la amplitud de la señal de impedancia, su contribución en la morfología de la señal es considerable, por lo que debe tomarse en cuenta.

A partir del estudio hecho por Shankar y col. (1985) se obtiene el siguiente modelo:

$$\Delta V = -\frac{\rho L^2}{Z_0^2}(\Delta Z_\rho + \Delta Z_V), \quad (2-1)$$

donde ΔV es el cambio de volumen, L es la distancia entre los electrodos de detección, ρ es la resistividad de la sangre, Z_0 es la impedancia de los tejidos no pulsátiles (impedancia basal) y ΔZ_ρ y ΔZ_V son las variaciones de impedancia debidas a la resistividad de la sangre y a los cambios de volumen, respectivamente.

Las venas son un gran reservorio de sangre cuyo volumen puede aumentar y/o disminuir considerablemente. La circulación venosa en las extremidades inferiores es casi continua, haciéndose cada vez más pulsátil a medida que se acerca al corazón (Mathews, 1996); de ahí que su contribución en medidas de pletismografía de impedancia en extremidades inferiores, sea mínima en comparación con la de las grandes arterias (Shankar y Webster, 1985).

En la figura 2.1 se muestra cómo una corriente inyectada desde la planta de los pies circula por ambas piernas y parte del torso, incluyendo así grandes vasos sanguíneos (arterias ilíaca, femoral, etc.). Midiendo la caída de tensión con dos electrodos igualmente dispuestos

en la planta de los pies, debería ser posible detectar, no sólo la impedancia de los tejidos no pulsátiles, sino también los cambios de impedancia relacionados con la actividad cardiaca.

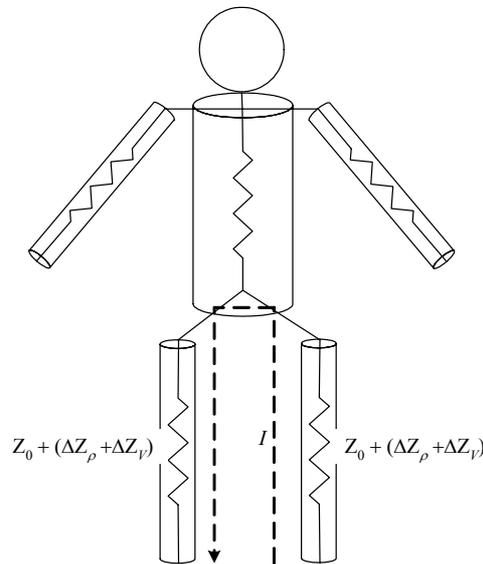


Figura 2.1. Circulación de la corriente a través de las extremidades inferiores una vez inyectada desde la planta de los pies

2.2 Electrodo plantares

En pletismografía de impedancia se usan electrodos de banda que circundan el volumen bajo estudio para percibir mejor los cambios que ocurren dentro de éste. Dichos electrodos requieren una preparación previa de la zona de medida, así como también gel electrolítico, lo que incomoda a algunos sujetos. En esta tesis se propone medir los cambios de volumen en las extremidades inferiores mediante electrodos secos tipo plataformas, similares a los utilizados por Oguma (1999) para estimar la composición corporal de una persona mediante medidas de bioimpedancia. Así no hay que realizar procedimiento previo alguno antes de la medida y, además, se reducen las molestias que generan los electrodos superficiales convencionales.

Para un estudio preliminar, los electrodos de plataforma se han construido usando láminas de cartón sobre las cuales se ha dispuesto papel de aluminio. El tamaño se ha elegido grande para que la impedancia de contacto sea pequeña y su área sea suficiente para los pies de cualquier sujeto (figura 2.2).

Para medir impedancia basta con utilizar dos electrodos que inyecten una corriente al sujeto y a la vez midan la caída de tensión correspondiente. En la figura 2.3 se muestra una

señal de impedancia obtenida con un sistema similar al de la figura 2.6 mediante dos electrodos de Ag-AgCl.

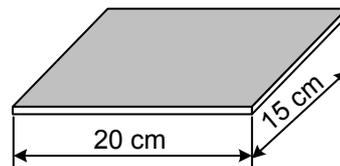


Figura 2.2. Dimensiones de cada uno de los electrodos plantares

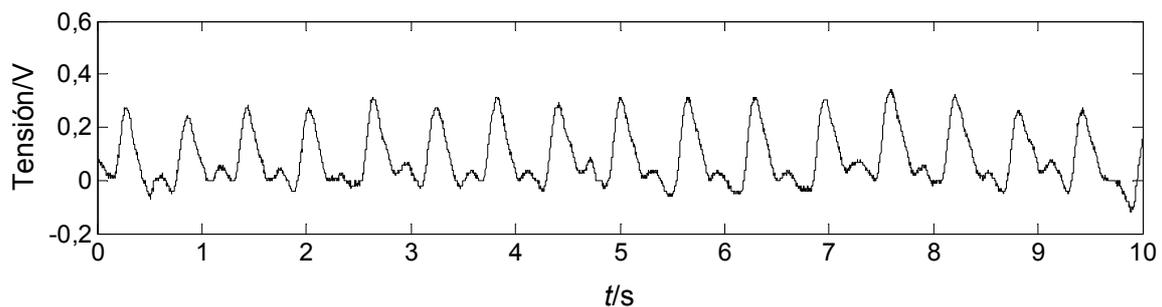


Figura 2.3. Señal de impedancia obtenida mediante dos electrodos de Ag-AgCl

Según la variable que se quiera medir, la técnica de dos electrodos puede resultar poco eficiente. Por ejemplo, en medidas de impedancia basal, la impedancia de contacto añade un error de cero, el cual se corrige mediante calibración o utilizando cuatro electrodos en vez de dos. Esta última opción es utilizada por la mayoría de las básculas de baño comerciales que miden la composición corporal. En medidas de ΔZ , estos errores se eliminan usando un amplificador acoplado en alterna, sin embargo, la susceptibilidad a los artefactos de movimiento en sistemas con dos electrodos puede ser mayor.

A pesar de que el uso de dos electrodos sea más simple, en esta tesis se emplea la técnica de cuatro electrodos, no sólo porque se reducen los errores de la impedancia de contacto (Geddes y Baker, 1989), sino porque también se adapta a la configuración que usan la mayoría de las básculas de baño comerciales que estiman la composición corporal.

En la figura 2.4 se muestra la configuración de los electrodos de inyección (C, D) y los de detección (A, B). Como no está previsto el uso de gel electrolítico, es importante estudiar la influencia del contacto electrodo-piel en la relación señal-ruido (SNR) de la señal de impedancia, así como los artefactos de movimiento. También hay que tomar en cuenta el desequilibrio en la impedancia de los electrodos de detección, lo cual contribuye a la presencia de interferencias debidas a la línea de alimentación (50 Hz).

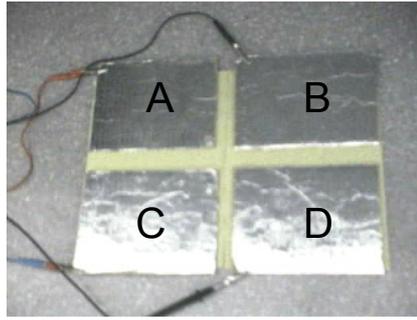


Figura 2.4. Electrodo utilizados en la medida de bioimpedancia plantar: A y B son los electrodos anteriores, C y D son los electrodos posteriores

Para validar la aplicabilidad del método de medida propuesto, se han utilizado los electrodos de dos básculas de baño comerciales de las casas *Bosch* y *Balance*, capaces de estimar la composición corporal de una persona midiendo impedancia (figura 2.5).

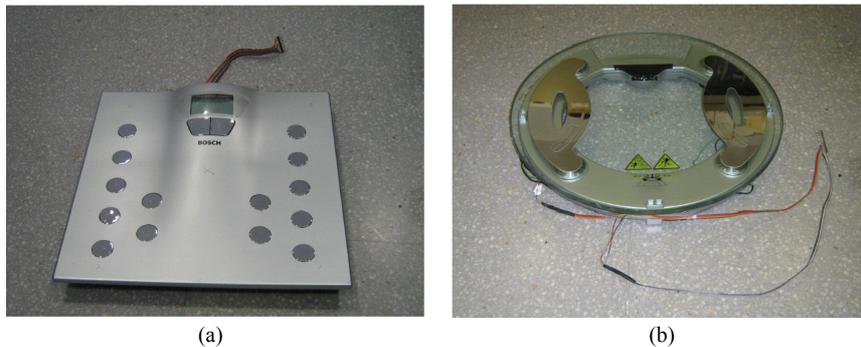


Figura 2.5. Básculas comerciales capaces de estimar la composición corporal de una persona mediante medidas de bioimpedancia: (a) Bosch, (b) Balance

2.3 Desarrollo de la instrumentación

El objetivo de este trabajo es obtener una señal de impedancia con una SNR lo suficientemente elevada como para estimar la frecuencia cardiaca mediante técnicas de procesamiento digital de señal simples. Para ello, las etapas de inyección y de detección deben reunir ciertas características. El sistema de inyección debe generar una intensidad de corriente estable ante la variabilidad de impedancias de contacto que hay entre sujetos. El sistema de detección debe reducir los errores por efecto de carga y la contribución de señales interferentes.

La corriente que se pretende inyectar al sujeto es sinusoidal, $i(t) = I \cos(2\pi f_c t + \phi_c)$, donde I es la intensidad máxima, f_c es (para efectos de esta tesis) la frecuencia portadora y ϕ_c es la

fase. Considerando la señal cardíaca como periódica¹, la impedancia medida en las extremidades inferiores es:

$$Z(t) = Z_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \Delta Z \cos(2\pi n f_z t + \phi_z) \quad (2-2)$$

donde $\Delta Z = \Delta Z_\rho + \Delta Z_v$ y f_z es la frecuencia cardíaca (frecuencia moduladora). Por tanto, la tensión diferencial entre los electrodos A y B es:

$$v_{A-B}(t) = IZ(t) \cos(2\pi f_c t + \phi_c) \quad (2-3)$$

$v_{A-B}(t)$ es una señal modulada en amplitud con portadora no suprimida debido a la contribución de Z_0 . Se requiere, pues, un sistema que rechace esta contribución y que a su vez tenga la suficiente sensibilidad como para detectar los cambios de impedancia que ocurren en la sístole. Para ello se emplea el sistema cuyo diagrama de bloques se muestra en figura 2.6 (el diagrama electrónico se presenta en el anexo 1), el cual consiste en un procesamiento analógico diferencial y en una técnica de desmodulación coherente mediante muestreo sincrónico (también diferencial). Las consideraciones de diseño y la caracterización de cada etapa se describen en los siguientes apartados.

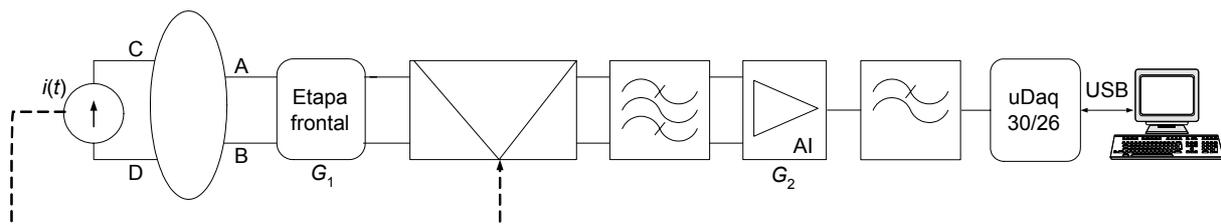


Figura 2.6. Diagrama de bloques del sistema de medida de bioimpedancia plantar

2.3.1 Fuente de corriente

La corriente que se inyecta al sujeto se genera mediante la fuente de corriente unipolar controlada por tensión (en inglés VCCS) mostrada en la figura 2.7.

¹ Como sólo interesa recuperar la forma de onda, la variabilidad en la frecuencia de la señal cardíaca se considera despreciable ya que no afecta al proceso de desmodulación; de ahí que se suponga estacionaria para poder representarla mediante series de Fourier.

La señal sinusoidal se genera mediante un puente de Wien, que oscila a una frecuencia $f_0 = 1/(2\pi RC)$, con un error que depende de la tolerancia de los componentes pasivos.

El AD844 (*Analog Devices*) es un amplificador en modo corriente (CFA) que se usa como coprador de corriente (*current conveyor*), gracias a que tiene disponible un terminal de transimpedancia (Z_T). En la configuración utilizada (lazo abierto), la impedancia de salida de la fuente de corriente es igual a Z_T (Bragós y col., 1994), cuyo valor es $3\text{ M}\Omega \parallel 4,5\text{ pF}$ (para una resistencia de carga de $500\ \Omega$). Como la intensidad de corriente depende de la relación entre V_x y R_{POT} ($I = V_x/R_{\text{POT}}$), se coloca una etapa de amplificación previa al AD844 y se ajusta R_{POT} para alcanzar la intensidad deseada. C_c desacopla la componente en continua de I que pueda circular hacia el sujeto.

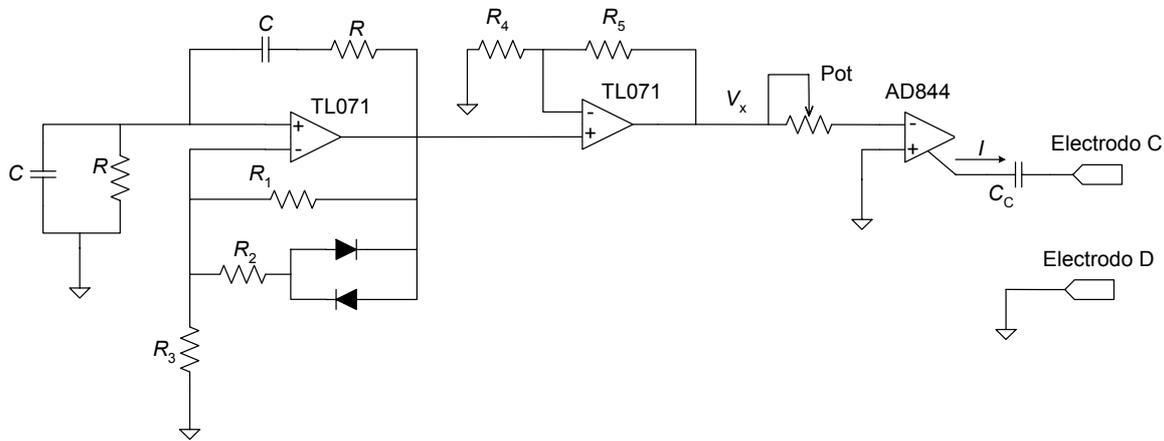


Figura 2.7. Fuente de corriente unipolar controlada por tensión usada en la medida de bioimpedancia plantar

2.3.2 Etapa frontal

En la figura 2.8 se muestra el circuito equivalente de un sistema de medida de impedancia con cuatro electrodos. El uso de una fuente de corriente unipolar, añade un error en modo común debido a la impedancia de contacto del electrodo puesto a masa (Z_{e2}) (Rosell y Riu, 1992), por lo que la tensión en modo común a los electrodos A y B es:

$$v_{ic}(t) = IZ_{e2} \cos(2\pi f_c t + \phi_c) \quad (2-4)$$

La impedancia de contacto en electrodos secos puede ser alta. Supóngase $Z_{e2}(10\text{ kHz}) = 1\text{ k}\Omega$ (peor caso) (Gruetzmann y col., 2007); para $I = 1\text{ mA}$, v_{ic} tendrá una amplitud máxima de 1 V , la cual puede limitar el margen dinámico de la etapa frontal.

En las extremidades inferiores, los cambios de impedancia durante la sístole son hasta mil veces menores que la impedancia de los tejidos no pulsátiles (impedancia basal) (Swanson y Webster, 1983). Suponiendo que $Z_0 = 500 \Omega$ (Grimnes y Martinsen, 2000), la ganancia diferencial de esta etapa no puede ser muy elevada, pues de lo contrario el sistema se saturaría.

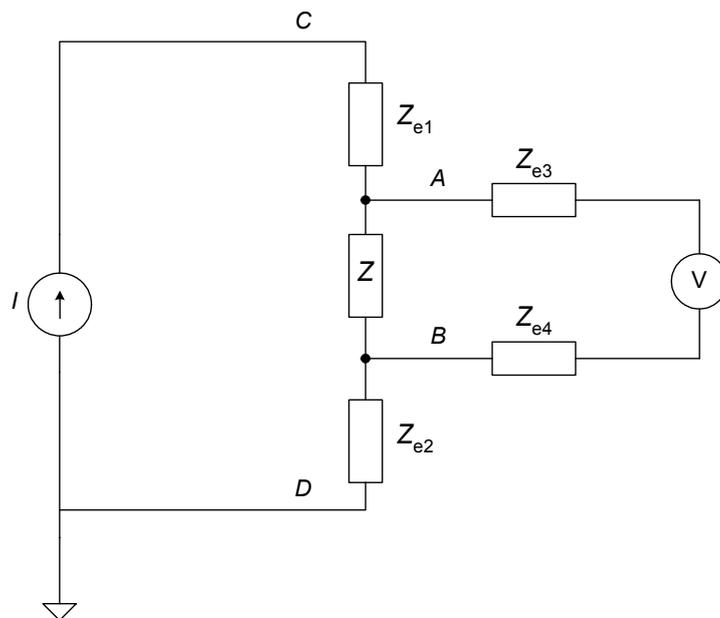


Figura 2.8 Circuito equivalente de un sistema de medida de impedancia con cuatro electrodos

La etapa frontal debe ser capaz de procesar cambios de amplitud muy pequeños superpuestos a una señal continua elevada y que son susceptibles al ruido electrónico e interferencias. Para ello se implementa el amplificador acoplado en alterna con entrada y salida diferenciales (*fully-differential*) mostrado en la figura 2.9. El amplificador debe tener corrientes de polarización que puedan circular a través de R_1 , R'_1 , R_2 , R'_2 y la interfaz electrodo-piel, por lo que se ha utilizado el AD743 (*Analog Devices*), BiFET de bajo ruido ($i_n = 6,9 \text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$, $e_n = 3,2 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ a 1 kHz) con corrientes de polarización de 220 pA.

2.3.2.1 Relación de rechazo en modo común (CMRR)

Los amplificadores con entrada y salida diferenciales se pueden describir mediante cuatro funciones de transferencia (Pallás-Areny y Webster, 1999), siendo las salidas en modo diferencial y modo común:

$$V_{od} = G_{DD}V_{id} + G_{DC}V_{ic}, \quad (2-5)$$

$$V_{oc} = G_{CD}V_{id} + G_{CC}V_{ic}, \quad (2-6)$$

donde V_{id} y V_{ic} son las transformadas de Laplace de $v_{id}(t)$ y $v_{ic}(t)$, respectivamente.

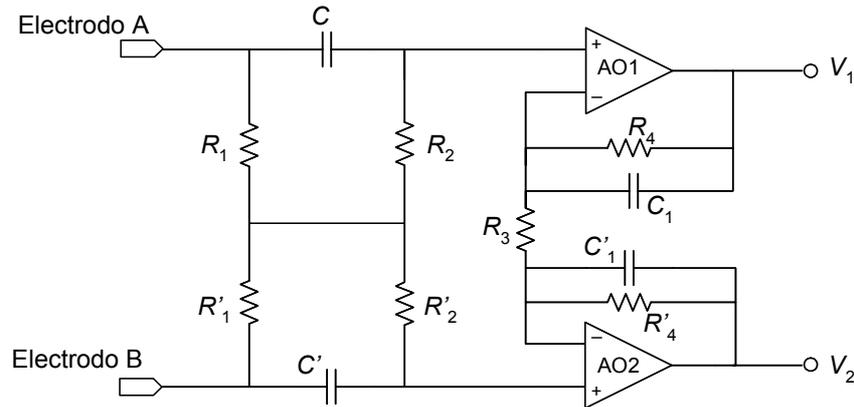


Figura 2.9. Amplificador acoplado en alterna con entrada y salida diferenciales (Spinelli y col., 2003)

En (2-5) la información está en V_{id} , por lo que se desea $G_{DC} = 0$. Esto es, que ninguna señal en modo común en la entrada se convierta en modo diferencial a la salida. Como en el sistema de la figura 2.9 no hay conexiones directas a masa, el CMRR de la red pasiva es teóricamente infinito; sin embargo, en los amplificadores esto es difícil de conseguir, lo que limita el CMRR de toda la etapa frontal. No obstante, Spinelli y col. (2003) demostraron que con esta configuración, donde el amplificador tiene entrada y salida diferencial, se puede conseguir un CMRR elevado, incluso usando componentes pasivos con 5 % de tolerancia.

La tensión de salida diferencial se puede expresar de una forma alternativa para estimar los errores debidos a V_{ic} :

$$V_{od} = G_{DD} \left(V_{id} + \frac{V_{ic}}{\text{CMRR}} \right), \quad (2-7)$$

donde $\text{CMRR} = G_{DD}/G_{DC}$. Según (2-7), V_{ic} produce un error de cero a la salida del amplificador que se reduce con un CMRR elevado.

En la red activa, G_{DD} es la ganancia diferencial del amplificador, mientras que en la red pasiva, si $R_2 = R'_2$ y $C = C'$, $G_{DD}(s)$ es:

$$G_{DD}(s) = \frac{s}{\frac{1}{R_2 C} + s} \quad (2-8)$$

La función de transferencia descrita en (2-8) no depende de R_1 , por lo que esta resistencia se puede elegir de un valor grande para reducir los efectos de carga sin afectar la frecuencia de corte $f_L = (2\pi R_2 C)^{-1}$. Debido a la baja frecuencia de corte, un criterio simple de diseño es seleccionar $R_1 = R'_1 = R_2 = R'_2$ (Spinelli y col., 2003).

2.3.2.2 Impedancia de entrada en modo común y en modo diferencial

Los errores en modo común dependen, en parte, de la relación que existe entre la impedancia de entrada en modo común (Z_{iC}) y las impedancias de contacto Z_{e3} y Z_{e4} (Pallás-Areny y Webster, 1999). Cuanto mayor es Z_{iC} con respecto a dichas impedancias, menor es la conversión de señales en modo común en la entrada a modo diferencial en la salida. Los errores por efectos de carga dependen de cuán elevada sea la impedancia de entrada en modo diferencial (Z_{iD}) con respecto a Z_{e3} y Z_{e4} .

El análisis detallado para calcular Z_{iC} y Z_{iD} se presenta en el apéndice 1. A partir de dicho análisis, la impedancia en modo común vista desde los electrodos A y B es:

$$Z_{iC}(s) \approx Z_{CA}(s), \quad (2-9)$$

es decir, viene determinada por la impedancia en modo común del amplificador (Z_{CA}), la cual suele ser alta en comparación con las impedancias de contacto.

La impedancia de entrada en modo diferencial vista desde los electrodos A y B es:

$$Z_{iD}(s) \approx \frac{2R_1(R_2Cs + 1)}{(R_1 + R_2)Cs + 1}, \quad (2-10)$$

cuya dependencia con la frecuencia se muestra en la figura 2.10. Por encima de la frecuencia de corte $\omega_c = (R_2C)^{-1}$, Z_{iD} se mantiene constante e igual a $2(R_1 || R_2)$. Si $R_1 = R_2 = R$, $Z_{iD} = R$.

2.3.3 Desmodulador coherente

La desmodulación coherente es una técnica útil para detectar señales de amplitud muy pequeña contaminadas por el ruido, gracias a que el ancho de banda equivalente es bastante estrecho (Blair y Sydenham, 1975). Consiste en multiplicar la señal modulada en amplitud por una señal de referencia de igual frecuencia que la señal portadora mediante un circuito desmodulador. Aunque existen desmoduladores implementados con elementos activos (amplificadores conmutados), también los hay pasivos, cuyo ruido es menor. En esta tesis se utiliza un circuito de condensadores flotantes (figura 2.11) que actúa como un desmodulador mediante muestreo síncrono (Gasulla-Forner y col., 1998), el cual tiene la ventaja adicional de que se puede implementar con entrada y salida diferenciales.

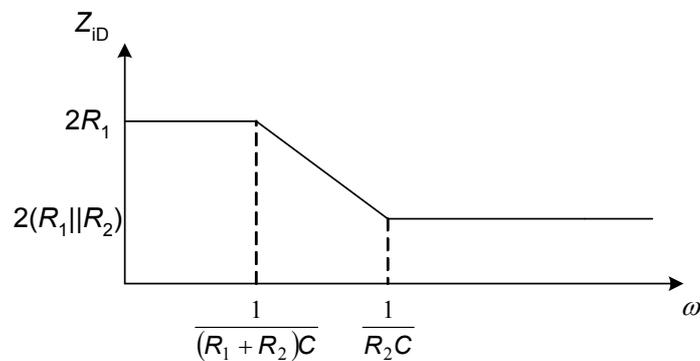


Figura 2.10. Dependencia de Z_{iD} con la frecuencia

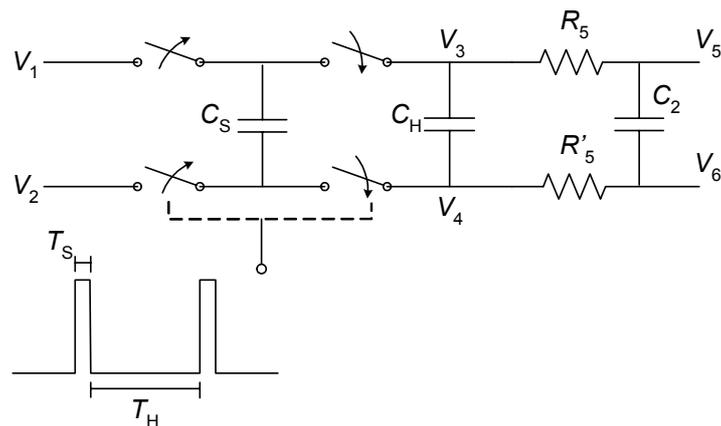


Figura 2.11. Circuito de condensadores flotantes utilizado como desmodulador con un filtro paso-bajo diferencial-diferencial conectado a la salida

La señal de referencia consiste en un tren de pulsos que se obtiene del puente de Wien que genera la corriente aplicada a los electrodos de inyección. Suponiendo que los pulsos son de

amplitud unitaria y periodo T , la señal de referencia se puede describir mediante series de Fourier:

$$r(t) = \frac{1}{T} \sum_{-\infty}^{+\infty} \left(\cos 2\pi \frac{m}{T} t + j \operatorname{sen} 2\pi \frac{m}{T} t \right) \quad (2-11)$$

donde $T = 1/f_c$.

$r(t)$ hace conmutar a los interruptores del circuito de la figura 2.11 de la siguiente manera: los interruptores de la izquierda se cierran por un corto periodo de tiempo T_S para cargar C_S a $V_1 - V_2$. Luego estos interruptores se abren por un tiempo de retención T_H . Los interruptores de la derecha primero se abren durante T_S y luego se cierran durante T_H para cargar C_H a partir de la carga almacenada en C_S . Para reducir el número de ventanas hay que hacer T grande, pero T viene determinada por f_c (aunque se podría elegir $T = 1/(kf_c)$, $k > 1$). La relación entre T_S y T_H determina la amplitud de cada ventana; en el límite, si $T_S \rightarrow 0$ se tiene un tren de deltas.

Como no hay conexiones directas a masa, si se desprecian las capacitancias parásitas, los condensadores se cargan sólo a una tensión diferencial, rechazando las tensiones en modo común y obteniendo así un CMRR elevado. Para reducir la atenuación de la señal, se utilizan interruptores con baja resistencia de contacto (ADG436, $R_{ON} = 12 \Omega$).

Evaluando $r(t)$ en el intervalo $0 \leq m < \infty$, la señal a la salida del desmodulador es:

$$V_{3-4}(t) = G_1 \frac{IZ(t)}{2T} \sum_{m=0}^{+\infty} \left[\cos(2\pi(m \pm 1)f_c t \pm \phi_c) + j \operatorname{sen}(2\pi(m \pm 1)f_c t \pm \phi_c) \right], \quad (2-12)$$

donde G_1 es la ganancia diferencial de la etapa frontal, mientras que $(m + 1)f_c$ y $(m - 1)f_c$ son componentes frecuenciales debidas a la intermodulación. Estas componentes pueden degradar la SNR de la señal de salida, por lo que conviene limitar el ancho de banda antes de desmodular $V_{1-2}(t)$ (Pallàs-Areny y Webster, 1993). Resolviendo (2-12) para $m = 1$, la señal desmodulada es:

$$V_{3-4}(t) = G_1 \frac{IZ(t)}{2T} [\cos \phi_c - j \operatorname{sen} \phi_c + \cos(2\pi 2f_c t) \cos \phi_c - \operatorname{sen}(2\pi 2f_c t) \operatorname{sen} \phi_c + j \operatorname{sen}(2\pi 2f_c t) \cos \phi_c + j \cos(2\pi 2f_c t) \operatorname{sen} \phi_c] \quad (2-13)$$

El circuito de la figura 2.11 reconstruye la señal de interés mediante retención de orden cero (ZOH, de sus siglas en inglés) cuya respuesta (paso-bajo) en frecuencia es:

$$H_0(f) = T_H \frac{\operatorname{sen} \pi f T_H}{\pi f T_H} e^{-j\pi f T_H} \quad (2-14)$$

Siempre que fT_H sea un entero, $H_0 = 0$ (figura 2.12). El ancho de banda equivalente del ruido es:

$$\text{NEB} = 2 \int_0^{\infty} (\operatorname{senc} f T_H)^2 df = \frac{1}{T_H} \quad (2-15)$$

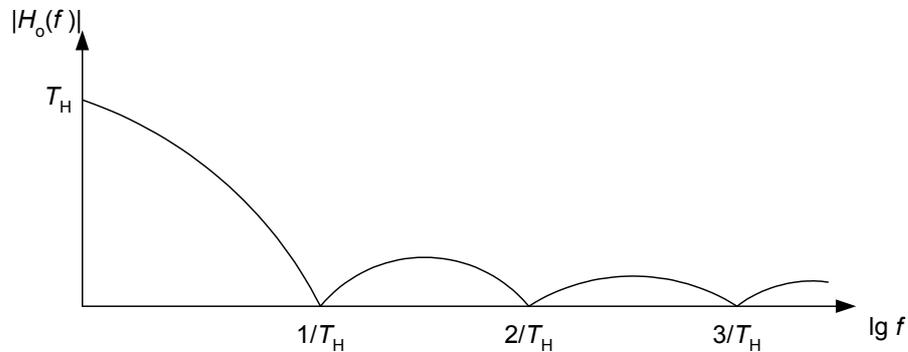


Figura 2.12. Respuesta frecuencial de un circuito de retención de orden cero

Si la frecuencia de la portadora es relativamente alta, T_H es pequeño; según (2-15) esto implica un ancho de banda equivalente de ruido grande. Como la señal de interés es de banda estrecha, conviene colocar un filtro diferencial paso-bajo con una frecuencia de corte $f_H \ll \text{NEB}$. De esta forma no sólo se reduce el ruido, sino también la contribución de las componentes $(m + 1)f_c$ ($m > 1$) en (2-12) y la contribución de los armónicos superiores de la señal cardiaca, obteniendo a la salida del filtro:

$$\text{LPF}\{V_{3-4}(t)\} = V_{5-6}(t) = \frac{G_1 IZ(t)}{2T} (\cos \phi_c - j \text{sen} \phi_c) \frac{1}{1 + j \frac{\eta f_z}{f_H}} \quad (2-16)$$

cuyo modulo es:

$$|V_{5-6}(t)| = \frac{G_1 IZ(t)}{2T} \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\eta f_z}{f_H}\right)^2}} \quad (2-17)$$

Para estimar la tensión en modo común (V_{oc}) a la salida del desmodulador, si se supone que Z_{e2} (figura 2.8) es constante, el producto $v_{ic}(t)r(t)$ para $m = 1$, es:

$$v_{oc}(t) = \frac{IZ_{e2}}{2T} [\cos \phi_c - j \text{sen} \phi_c + \cos(2\pi 2f_c t) \cos \phi_c - \text{sen}(2\pi 2f_c t) \text{sen} \phi_c + j \text{sen}(2\pi 2f_c t) \cos \phi_c + j \cos(2\pi 2f_c t) \text{sen} \phi_c] \quad (2-18)$$

La respuesta paso-bajo de la retención de orden cero rechaza la componente $2f_c$, resultando:

$$v_{oc}(t) = \frac{IZ_{e2}}{2T} (\cos \phi_c - j \text{sen} \phi_c), \quad (2-19)$$

cuyo módulo es una señal continua con un nivel que depende de la frecuencia de conmutación ($1/T$), de la intensidad de corriente inyectada al sujeto y de la impedancia del electrodo conectado a masa.

2.3.4 Etapa de salida

A la salida del desmodulador, la señal de interés (ΔZ) está superpuesta a un nivel de continua elevado (Z_0), y además atenuada. Para ajustar $V_{5-6}(t)$ al margen de entrada de la tarjeta de adquisición de datos (ver el apartado 2.3.5), se deben eliminar los errores de cero

para luego amplificar. Esto se consigue con el sistema mostrado en la figura 2.13, el cual está implementado con un amplificador de instrumentación INA111 (*Texas Instrument*).

Al trabajar en bajas frecuencias, la impedancia de entrada de esta etapa se puede elegir grande para reducir los efectos de carga sin afectar al CMRR. La red de acoplamiento en alterna tiene entrada y salida diferenciales, sin embargo, a diferencia de la red de acoplamiento de la etapa frontal, C_3 y C'_3 evitan que las tensiones cc en modo común se acoplen a la entrada del amplificador de instrumentación, por lo que $G_{CC} = 0$ en continua. Esto indica que además de rechazar la contribución de Z_0 , también rechaza $v_{oc}(t)$ (2-19). No obstante, existen tensiones en modo común debidas a las interferencias de 50 Hz que se acoplan en las entradas del amplificador y que pueden degradar la señal a la salida de esta etapa, por lo que a 50 Hz conviene tener un CMRR elevado.

La tensión de *offset* del amplificador de instrumentación, así como las corrientes de polarización que circulan por R_6 , R'_6 y R_p , producen errores de cero en la salida. Para eliminarlos, la salida del amplificador se conecta a su terminal de referencia mediante una red cuya frecuencia de corte es igual a la de la red de entrada, obteniendo una respuesta paso-alto global de segundo orden. Al no haber efectos de carga entre ambas redes, si ambos filtros tienen la misma constante de tiempo, se obtiene un factor de amortiguamiento $\zeta = 1$.

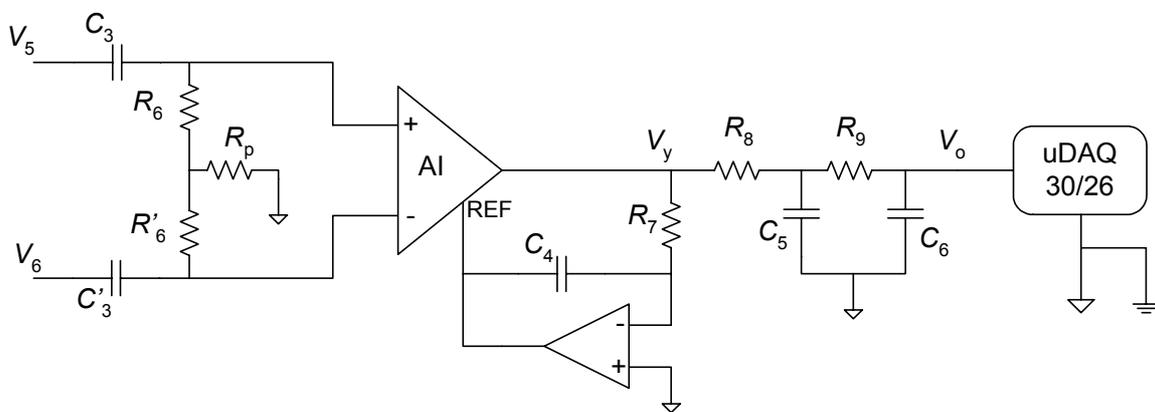


Figura 2.13. Amplificador de instrumentación acoplado en alterna conectado al sistema de adquisición de datos

Una vez amplificada la señal, se coloca un filtro pasivo paso-bajo de segundo orden (en cascada) para reducir las interferencias residuales de 50 Hz y el ancho de banda equivalente de ruido a la salida. En este filtro, $\tau_1 = R_8C_5$, mientras que $\tau_2 = R_9C_6$. Para reducir los efectos de carga que hay entre las dos etapas, se debe elegir $\tau_1 = \tau_2 = (2\pi f_{nH})^{-1} \gg R_8C_6$, de esta forma

se obtendría $\zeta = 1$. A la hora de elegir los componentes, también hay que cuidar que no se produzcan efectos de carga al conectar el sistema de adquisición de datos.

El cuadrado del módulo de la función de transferencia de esta etapa es:

$$|H(f)|^2 = G_2 \frac{1}{1 + \left(\frac{f_{nL}}{f}\right)^2} \frac{1}{1 + \left(\frac{f}{f_{nH}}\right)^2}, \quad (2-20)$$

donde G_2 es la ganancia de la segunda etapa de amplificación; f_{nL} y f_{nH} son las frecuencias naturales de los filtros de segundo orden paso-alto y paso-bajo, respectivamente. Como es un filtro paso-banda simétrico, se demuestra fácilmente que el menor error de amplitud se obtiene en $f = (f_{nL} f_{nH})^{1/2}$.

2.3.5 Sensibilidad del sistema

Para estimar la sensibilidad del sistema, se ha caracterizado cada etapa por separado. Para la etapa frontal y la etapa de salida se ha utilizado un analizador de espectros de bajas frecuencias (*Hewlett-Packard, HP3582A*). La ganancia G_1 se ha estimado a la frecuencia portadora (f_c), mientras que G_2 se ha estimado a 1,2 Hz (frecuencia cardiaca típica).

Para caracterizar el desmodulador se ha procedido de forma distinta. Primero, las entradas del desmodulador se han conectado a masa mientras que los interruptores conmutaban en sincronía con la señal de referencia con una frecuencia de 10 kHz y un ciclo de trabajo del 10 %. La tensión de salida diferencial del desmodulador se ha medido usando un multímetro de 6 ½ dígitos (*Agilent, 34401A*). Con este procedimiento se estiman los errores de cero a la salida del desmodulador. Posteriormente, se ha aplicado una señal sinusoidal con 1 V de valor eficaz y 10 kHz (sin modulación en amplitud) en la entrada del desmodulador, proveniente de un generador de funciones con salida flotante (*Agilent 33220A*). La señal de referencia, en sincronía con la señal del generador de funciones, hacía conmutar a los interruptores de la figura 2.11; la tensión de salida diferencial se ha medido usando el mismo multímetro, a la cual hubo que restarle los errores de cero.

La sensibilidad del sistema se estima mediante la expresión: $S = V_o / \Delta Z$ (V/ Ω), donde V_o es la tensión de salida del sistema de detección y ΔZ es el cambio de impedancia, el cual se ha simulado conmutando entre 0 Ω y 470 m Ω (1 % de tolerancia) a 1,2 Hz.

2.3.6 Sistema de adquisición de datos

La señal de impedancia se registra en un ordenador mediante una tarjeta de adquisición de datos *EAGLE* USB 30/26 μ DAQ, de 14 bit de resolución, frecuencia de muestreo de 1 kHz, resistencia de entrada de 1 M Ω y ganancia unidad, controlada con un programa desarrollado en LabView™.

2.3.7 Algoritmo para estimar la frecuencia cardiaca

Para validar el método de medida, la señal de impedancia se compara con una señal de referencia. Aunque puede ser suficiente una comparación visual, conviene estimar la frecuencia cardiaca a partir de estas dos señales.

Tal y como se describe en el protocolo de medida (ver el apartado 2.5), en cada sujeto se registran simultáneamente el ECG y la señal de impedancia. Para estimar la frecuencia cardiaca, ambas señales se procesan *off line* mediante algoritmos desarrollados en Matlab®. La frecuencia cardiaca se obtiene a partir de una señal de pulsos de donde se calcula el tiempo de cada segmento RR (intervalo entre máximos, t_{R-R}), cuyo valor expresado en latidos/minuto es $FC = 60/t_{R-R}$.

Para obtener la señal de pulsos a partir de la señal de impedancia, se ha desarrollado un algoritmo de umbral adaptativo. El algoritmo explora la señal y detecta sus pasos por cero. Estos datos se almacenan en un vector donde se estima el máximo, a partir del cual se fija una tensión umbral igual al 60 % de dicho máximo. Posteriormente, se genera un vector de datos cuyo valor es “1” cuando se detecta un máximo y “0” para el resto de valores.

El error en t_{R-R} depende de la frecuencia de muestreo, la cual es de 1 kHz, por lo que dicho error es de aproximadamente ± 1 ms. Si hay derivas de línea base, la tensión de umbral se adapta a estos cambios; sin embargo, si hay derivas positivas muy grandes, puede ocurrir que la tensión de umbral cambie a un valor tan elevado que el próximo máximo no pueda ser detectado. Lo mismo puede ocurrir si hay derivas negativas muy grandes. Esto produce falsos positivos y/o falsos negativos que repercuten en un error mayor.

Para obtener la señal de pulsos a partir del ECG, se ha utilizado un algoritmo de detección del complejo QRS desarrollado por Varanini (2004) en el entorno Matlab®, que usa la derivada del ECG para distinguir el complejo QRS del resto de ondas del ECG.

El t_{R-R} obtenido en cada latido en ambas señales, se compara usando una herramienta estadística propuesta por Bland y Altman (1986).

2.4 Análisis de ruido, interferencias y artefactos de movimiento

2.4.1 Estimación del ruido del sistema

En el sistema de la figura 2.6, la primera etapa de amplificación (G_1) trabaja en frecuencias elevadas donde predomina el ruido blanco. El ancho de banda equivalente es reducido, ya que está determinado por el filtro paso-bajo conectado a la salida del desmodulador. Esto hace que la contribución de ruido sea mínima en comparación con el ruido que aporta la segunda etapa de amplificación, la cual trabaja en la zona del ruido $1/f$ y con una ganancia $G_2 > G_1$. En estas condiciones, el ruido total del sistema de la figura 2.6 viene determinado por la etapa que trabaja en banda base.

En la figura 2.14 se muestra el modelo de ruido de la etapa de salida y del filtro paso-bajo diferencial de la etapa previa. A diferencia de la red pasiva de acoplamiento en alterna de la etapa frontal, esta etapa requiere una resistencia (R_p) conectada a masa para garantizar la circulación de las corrientes de polarización del amplificador. Para obtener un CMRR elevado, R_p debe ser lo más alta posible (Casas y Pallàs-Areny, 1996), lo cual puede aumentar el ruido de salida.

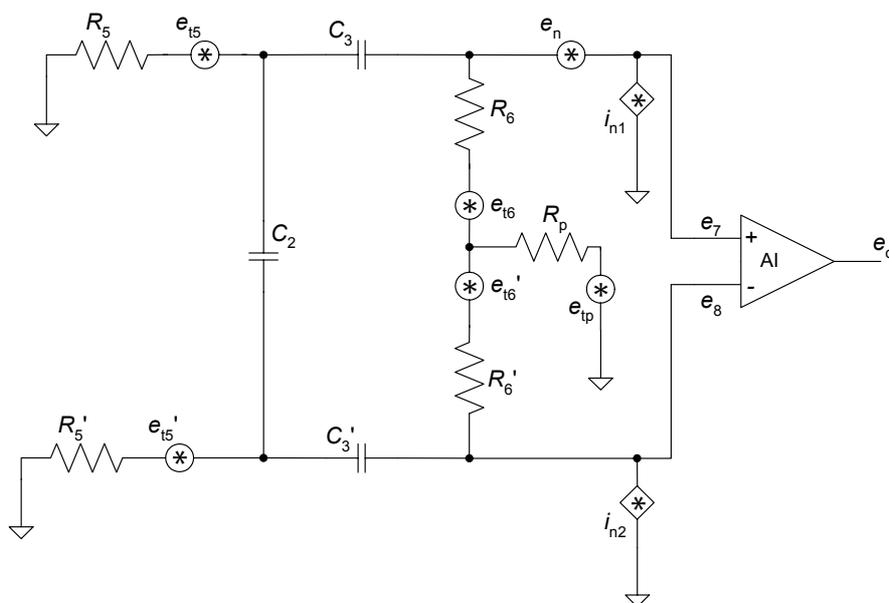


Figura 2.14. Modelo de ruido de la etapa de salida y del filtro paso-bajo diferencial de la etapa previa

Tabla 2.1. Funciones de transferencia respectivas para las contribuciones de cada fuente de ruido a la densidad espectral de potencia de ruido en cada una de las entradas del amplificador de instrumentación

Densidad espectral de potencia (V ² /Hz)	e_7^2	e_8^2
Fuente de ruido		
e_{t5}^2 (V ² /Hz)	$\left \frac{[R_6 [(2R_p + R_6)C_3s + 1] + R_p] C_3s}{(R_6C_3s + 1)[(R_6 + 2R_p)C_3s + 1]} \right ^2$	$\left \frac{R_p C_3s (R_5C_3s + 1)}{(R_6C_3s + 1)[(R_6 + 2R_p)C_3s + 1]} \right ^2$
e_{t5}^2 (V ² /Hz)	$\left \frac{R_p C_3s (R_5C_3s + 1)}{(R_6C_3s + 1)[(R_6 + 2R_p)C_3s + 1]} \right ^2$	$\left \frac{[R_6 [(2R_p + R_6)C_3s + 1] + R_p] C_3s}{(R_6C_3s + 1)[(R_6 + 2R_p)C_3s + 1]} \right ^2$
e_{t6}^2 (V ² /Hz)	$\left \frac{(R_5C_3s + 1)[(R_6 + R_p)C_3s + 1]}{(R_6C_3s + 1)[(R_6 + 2R_p)C_3s + 1]} \right ^2$	$\left \frac{R_p C_3s (R_5C_3s + 1)}{(R_6C_3s + 1)[(R_6 + 2R_p)C_3s + 1]} \right ^2$
e_{t6}^2 (V ² /Hz)	$\left \frac{R_p C_3s (R_5C_3s + 1)}{(R_6C_3s + 1)[(R_6 + 2R_p)C_3s + 1]} \right ^2$	$\left \frac{(R_5C_3s + 1)[(R_6 + R_p)C_3s + 1]}{(R_6C_3s + 1)[(R_6 + 2R_p)C_3s + 1]} \right ^2$
e_{tp}^2 (V ² /Hz)	$\left \frac{R_5C_3s + 1}{(R_6 + 2R_p)C_3s + 1} \right ^2$	$\left \frac{R_5C_3s + 1}{(R_6 + 2R_p)C_3s + 1} \right ^2$
i_{n1}^2 (A ² /Hz)	$\left \frac{C_3s [R_6 (R_6 + 2R_p) (R_5C_3s + 1)] + R_6 + R_p}{(R_6C_3s + 1)[(R_6 + 2R_p)C_3s + 1]} \right ^2$	$\left R_p \frac{R_5C_3s + 1}{(R_6C_3s + 1)[(R_6 + 2R_p)C_3s + 1]} \right ^2$
i_{n2}^2 (A ² /Hz)	$\left R_p \frac{R_5C_3s + 1}{(R_6C_3s + 1)[(R_6 + 2R_p)C_3s + 1]} \right ^2$	$\left \frac{C_3s [R_6 (R_6 + 2R_p) (R_5C_3s + 1)] + R_6 + R_p}{(R_6C_3s + 1)[(R_6 + 2R_p)C_3s + 1]} \right ^2$
e_n^2 (V ² /Hz)	1	0

En la tabla 2.1 se muestra la contribución de cada una de las fuentes de ruido expresadas en densidad espectral de potencia, donde $R_5 = R'_5$, $R_6 = R'_6$ y $C_3 = C'_3$. La densidad espectral de potencia total de ruido a la entrada del amplificador de instrumentación, se calcula mediante la suma cuadrática de cada una de las contribuciones:

$$\begin{aligned}
(e_7 - e_8)^2 = & [e_7(e_{i5}) - e_8(e_{i5})]^2 + [e_7(e'_{i5}) - e_8(e'_{i5})]^2 + [e_7(e_{i6}) - e_8(e_{i6})]^2 + [e_7(e'_{i6}) - e_8(e'_{i6})]^2 \\
& + [e_7(e_{ip}) - e_8(e_{ip})]^2 + [e_7(i_{n1}) - e_8(i_{n1})]^2 + [e_7(i_{n2}) - e_8(i_{n2})]^2 + [e_7(e_n) - e_8(e_n)]^2
\end{aligned}
\tag{2-21}$$

En el apéndice 2 se presentan los desarrollos matemáticos para obtener la tabla 2.1. A partir del análisis de la contribución de cada fuente de ruido, se demuestra que en este tipo de filtro paso-alto la mayor contribución de ruido en bajas frecuencias proviene de la corriente de ruido del amplificador (i_n), ya que parte de ésta circula por la resistencia R_p . En el caso particular de la figura 2.14, la resistencia R_5 es elevada, haciendo que la contribución de i_n aumente. No obstante, en un sistema de medida diferencial, la contribución de las fuentes de ruido correlacionadas se cancelan, y dicha cancelación depende de la función de transferencia de cada fuente de ruido (ver el apéndice 2). Por ejemplo, en la figura 2.14, la contribución de e_{i5} y e'_{i5} (suponiendo que son iguales) en la entrada del amplificador de instrumentación es:

$$(e_7 - e_8)^2 = 2e_{i5}^2(1 - \gamma) \left| \frac{R_6 C_3 s}{R_6 C_3 s + 1} \right|^2 \tag{2-22}$$

La expresión anterior se aplica para cada una de las fuentes de ruido, donde γ es el coeficiente de correlación entre e_{i5} y e'_{i5} . Como el ruido proviene de dos resistencias independientes, se considera que las señales de ruido no están correlacionadas ($\gamma = 0$) por lo que (2-22) queda:

$$(e_7 - e_8)^2 = 2e_{i5}^2 \left| \frac{R_6 C_3 s}{R_6 C_3 s + 1} \right|^2 \tag{2-23}$$

En el caso de una misma fuente de ruido, su contribución a la salida depende de las funciones de transferencia con que ésta se acopla a e_7 y e_8 . Si las funciones de transferencia fuesen iguales, las señales de ruido estarían completamente correlacionadas ($\gamma = 1$) y por tanto, su contribución en e_o sería nula. Esta situación ocurre para e_{ip} , cuya contribución es la misma en ambas entradas del amplificador de instrumentación (tabla 2.1).

La potencia total de ruido a la salida del amplificador de instrumentación es:

$$E_o^2 = G_2^2 \int_{f_L}^{f_H} (e_7 - e_8)^2 (f) df, \quad (2-24)$$

donde f_L y f_H son los límites del margen de frecuencias de trabajo.

2.4.2 Cálculo de la relación señal-ruido (SNR)

Como la señal de impedancia es pulsátil y por lo tanto con un elevado factor de cresta, en lugar de definir la SNR como un cociente entre valores eficaces, conviene definirla:

$$\text{SNR(dB)} = 20 \lg \frac{V_s}{V_n}, \quad (2-25)$$

donde V_s es la tensión pico-pico de la señal de impedancia y V_n es la tensión de ruido en valor eficaz (rms) referida a la salida.

Para medir V_n se ha hecho circular una corriente de 1 mA de valor eficaz y 10 kHz a través de una resistencia de 500 Ω conectada entre las entradas de la etapa frontal. Con esto se ha obtenido una tensión basal similar a la obtenida por Z_0 . Para reducir la contribución de las interferencias capacitivas, el circuito se ha alimentado a baterías y se ha cubierto con una caja metálica conectada a la tensión de referencia del sistema. Estas condiciones también se han adoptado a la hora de medir la señal de impedancia. La tensión de salida del sistema se ha medido con un multímetro de 6 ½ dígitos (*Agilent, 34401A*) controlado por ordenador vía GPIB mediante un algoritmo desarrollado en LabView™. El multímetro se ha configurado para obtener 300 medidas de tensión en cc a 0,2 PLCs (en inglés, *Power Line Cycles*). Con esta configuración, el ancho de banda del instrumento era de 250 Hz, por lo que el ancho de banda equivalente del ruido era el mismo que el del sistema de la figura 2.6. La desviación estándar de las 300 medidas se tomaba como V_n .

2.4.3 Interferencias

Las interferencias que afectan a un circuito electrónico se pueden acoplar de forma conductiva, capacitiva e inductiva. De todas éstas, las que más contribuyen en nuestro caso son las interferencias capacitivas debido a la presencia de líneas de alimentación, las cuales

generan un campo eléctrico que afectan a los circuitos circundantes. Dicho efecto depende de la impedancia equivalente del circuito con respecto a tierra (Pallás-Areny y Webster, 1999); esto es, las interferencias capacitivas afectan mayormente a circuitos de alta impedancia.

El sistema de medida de la figura 2.6 consta de un sistema de inyección de corriente y un sistema de detección de tensión, cuyas impedancias equivalentes son distintas. La impedancia equivalente del sistema de inyección es la de la fuente de corriente ($Z_T = 3 \text{ M}\Omega || 4.5 \text{ pF}$). El valor de esta impedancia suele ser elevado para que la intensidad de corriente sea estable ante diferentes impedancias de contacto, por lo que este sistema es susceptible a las interferencias de 50 Hz. En la etapa de detección, dicha susceptibilidad se debe a la impedancia de entrada, la cual debe ser elevada si se considera el uso de electrodos secos.

Cuando el sujeto se coloca sobre los 4 electrodos, la impedancia equivalente del circuito de excitación se reduce al valor de Z_0 , reduciendo así la contribución de las interferencias capacitivas. Igual ocurre en el sistema de detección, donde el acoplamiento de interferencias capacitivas en los nodos conectados a R_2 y R'_2 es mayor que en los nodos conectados a R_1 y R'_1 .

En el sistema de detección, la medida de tensión se hace con dos electrodos diferentes a los de inyección, por lo que es factible aplicar el análisis de interferencias hecho por Spinelli y Mayosky (2005) para medidas de biopotenciales con dos electrodos, con la salvedad de que la zona de medida es distinta. En el modelo de la figura 2.15, supóngase una tensión de interferencia $V_i(t) = \cos(2\pi f_i t + \phi_i)$, que se acopla a la entrada de la etapa frontal en modo diferencial y en modo común, esto es:

$$V_D|_{V_i} = i_p \frac{Z_B \Delta Z_e}{2(Z_B + Z_{ISO}) + Z_C}, \quad (2-26)$$

$$V_C|_{V_i} = i_p \frac{Z_B Z_C}{2(Z_B + Z_{ISO}) + Z_C}, \quad (2-27)$$

donde i_p es una corriente de desplazamiento, Z_B es la impedancia debida al acoplamiento capacitivo entre el sujeto y tierra (C_B), ΔZ_e es la diferencia de impedancias de contacto entre los electrodos de detección Z_{e3} y Z_{e4} , Z_C es la impedancia de entrada en modo común de la etapa frontal y Z_{ISO} es la impedancia de aislamiento, la cual suele ser grande para sistemas alimentados a baterías.

A la hora de registrar la señal de impedancia mediante la tarjeta de adquisición de datos (figura 2.13), el sistema no está aislado ($Z_{ISO} = 0 \Omega$) ya que el puerto USB está referido a tierra. Según (2-26) y (2-27) esto supone un nivel de interferencia (en modo común y en modo diferencial) elevado.

Según (2-26), la contribución de las interferencias que se acoplan en modo diferencial depende de la diferencia entre las impedancias de contacto en los electrodos de detección, la cual puede ser importante cuando se usan electrodos secos. Si esta interferencia se añade a la señal de interés, ambas se desmodulan, por lo que la contribución de dicha interferencia, una vez desmodulada y filtrada (figura 2.11), es:

$$V_{5-6}(t)|_{V_i} = \frac{G_1}{2T_H} \frac{\cos 2\pi(f_c - f_i)t}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_c - f_i}{f_H}\right)^2}} \quad (2-28)$$

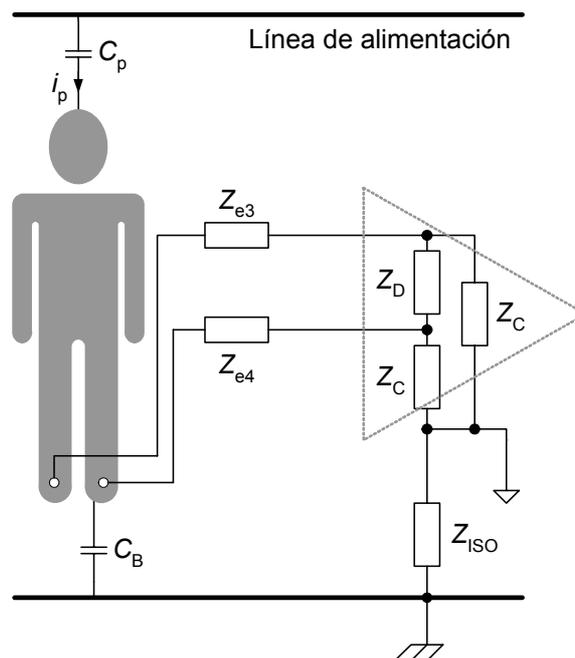


Figura 2.15 Modelo de interferencias de la línea de alimentación en medidas con dos electrodos

La habilidad que tiene un sistema para rechazar las interferencias añadidas en la entrada se define como la relación de rechazo en modo serie (SMRR, de sus siglas en inglés), (Pallàs y Webster, 1999). Esta no es más que la relación entre la respuesta del circuito a la señal de interés y la respuesta a una señal de interferencia. Si se aplica (2-28) para una señal con

frecuencia f_c y luego para una señal con frecuencia f_i , el SMRR de un sistema con una respuesta paso-bajo de primer orden, es:

$$\text{SMRR} = 20\lg\left|\frac{V_{5-6}(f_c)}{V_{5-6}(f_i)}\right| \approx 20\lg\frac{|f_c - f_i|}{f_H}, \quad (2-29)$$

siempre que $f_c \gg f_i$.

Para reducir la contribución de las interferencias en modo común hay que conseguir un CMRR elevado.

2.4.4 Artefactos de movimientos

Según Zipp y Ahrens (1979), la tensión producida por los artefactos de movimiento cuando se usan electrodos superficiales es:

$$V_{\text{mot}} = \Delta V_{\text{POL}} + \Delta R_c \left(I_b + \frac{V_{\text{POL}}}{R_i} \right), \quad (2-30)$$

donde R_i es la resistencia de entrada diferencial de la etapa frontal, ΔV_{POL} es la variación de la tensión de polarización del electrodo y ΔR_c es la variación de la impedancia de contacto. Esta última depende de la corriente de polarización del amplificador I_b y de la corriente debida a la tensión de polarización del electrodo (V_{POL}/R_i).

Según (2-30), los artefactos de movimiento se pueden reducir eligiendo una R_i elevada y amplificadores con baja I_b , que son parámetros controlables. V_{mot} también se reduce haciendo ΔR_c pequeña, lo cual se consigue con una elevada presión de contacto entre la piel y el electrodo (Zipp y Ahrens, 1979). En medidas de ECG o de pletismografía de impedancia con electrodos convencionales, este ensayo no es viable; no obstante, un sujeto de pie sobre los electrodos tipo plataformas puede llegar a ejercer una presión media de 6 N/cm^2 , aproximadamente (Patil y col., 1995).

Si los movimientos que alteran el área de contacto están dentro del margen de frecuencias de la señal de interés, los efectos de dichos artefactos no pueden ser cancelados por la etapa frontal; como consecuencia, se degrada la SNR de la señal de impedancia. En el apéndice 4 se analiza la contribución de los artefactos de movimiento en sistemas de medida basados en

detección coherente. Los artefactos que provoquen variaciones de la impedancia de contacto cuya frecuencia sea próxima a la de la señal de interés, no serán rechazados si dicha señal contribuye a la señal de salida. Los sistemas de medida de cuatro electrodos evitan este problema. Por contra, los movimientos que producen cambios en la impedancia basal, pueden repercutir en la señal detectada si dichos cambios son suficientemente rápidos.

2.5 Protocolo de medida

Para validar la técnica propuesta, se ha registrado la señal de impedancia en 18 sujetos (3 mujeres y 15 hombres) con diferentes constituciones físicas (media \pm desviación estándar: edad = (30 ± 7) años; peso = (74 ± 11) kg; estatura = $(1,74 \pm 0,08)$ m). Para ello cada voluntario, descalzo, se ha colocado de pie sobre los electrodos de la figura 2.4 y simultáneamente se ha registrado el ECG (derivación I) usando un sistema de construcción propia. La única indicación que se le ha dado al sujeto ha sido la de no moverse durante la medida. El procedimiento se ha repetido usando los electrodos de las básculas de baño de la figura 2.5.

El hecho de utilizar electrodos distintos a los convencionales aconseja evaluar el origen fisiológico de la señal de impedancia. Para ello se ha colocado un brazalete por encima de la rodilla y se ha insuflado hasta 60 mmHg para bloquear el retorno venoso mas no la circulación arterial (Webster, 1998). Esta prueba se ha realizado sobre un voluntario al cual le han extraído la vena safena de una de sus piernas (el brazalete se ha colocado en la otra pierna para reducir al máximo la circulación venosa). El experimento consistía en observar alguna variación en la amplitud o en la forma de la señal de impedancia mientras se insuflaba el brazalete.

2.6 Resultados y discusión

El sistema de la figura 2.6 se ha alimentado con una tensión continua de $\pm 4,5$ V. La intensidad de corriente que se ha inyectado al sujeto ha sido de 1 mA de valor eficaz y 10 kHz, la cual está por debajo de los límites de seguridad eléctrica (IEC, 2000). A pesar de las diferentes condiciones de la interfaz electrodo-piel de cada sujeto, dicha intensidad variaba sólo un 1 %. El error en la frecuencia de oscilación ha sido del 6 % con respecto a los 10 kHz, producto de las tolerancias de los componentes pasivos en el puente de Wien.

Para prevenir la saturación del sistema de detección debido a Z_0 , se ha elegido $G_1 = 5$. Considerando que $Z_{e3} = Z_{e4} = 1 \text{ k}\Omega$ (figura 2.8), las resistencias de la etapa frontal se han elegido $R_1 = R'_1 = R_2 = R'_2 = 1 \text{ M}\Omega$ para obtener errores por efecto de carga del 0,1 %.

Ajustando el ciclo de trabajo en $r(t)$ al 10 %, la ganancia diferencial del desmodulador ha sido de 0,7 y su CMRR de 99 dB para una frecuencia de conmutación de 10 kHz. El ancho de banda equivalente de ruido ha sido de 11 kHz, lo bastante elevado como para degradar la SNR de la señal de interés. Para prevenir esto, la frecuencia de corte del filtro diferencial paso-bajo conectado a la salida del desmodulador se ha elegido de 10 Hz, suficiente para estimar la frecuencia cardiaca.

La ganancia diferencial de la etapa de salida se ha elegido $G_2 = 270$, ya que un valor superior saturaría al sistema debido a las elevadas tensiones de *offset* a la entrada del amplificador de instrumentación. En la figura 2.13 $f_{nL} = 0,5 \text{ Hz}$, para ello se ha elegido $C_3 = C'_3 = C_4 = 2 \text{ }\mu\text{F}$, $R_6 = R'_6 = R_7 = 150 \text{ k}\Omega$ y $R_p = 33 \text{ M}\Omega$, todos con un 5 % de tolerancia.

La ganancia total del sistema ha sido inferior a los 1300 que se habían considerado para el diseño. Esto se debe a la tolerancia de los componentes pasivos que determinan la ganancia en cada etapa, a la atenuación de los filtros y al desmodulador, haciendo que la sensibilidad del sistema sea de 610 mV/ Ω , aproximadamente.

Se ha obtenido un CMRR total de 90 dB, definido por la etapa de salida. Según (2-4) y (2-7), si $Z_{e2} = 1 \text{ k}\Omega$, esto produce un error en modo común menor al 0,02 %.

Tabla 2.2. Contribución de cada una de las fuentes de ruido a la potencia total de ruido en cada una de las entradas del amplificador de instrumentación de la etapa de salida

Potencia de ruido (V ²) Fuente de ruido	E_7^2	E_8^2
E_{i5}^2 (V ²)	$2,3 \times 10^{-15}$	$2,2 \times 10^{-16}$
$E_{i5}^{\prime 2}$ (V ²)	$2,2 \times 10^{-16}$	$2,3 \times 10^{-15}$
E_{i6}^2 (V ²)	$2,6 \times 10^{-16}$	$2,6 \times 10^{-16}$
$E_{i6}^{\prime 2}$ (V ²)	$2,6 \times 10^{-16}$	$2,6 \times 10^{-16}$
E_p^2 (V ²)	$1,8 \times 10^{-18}$	$1,8 \times 10^{-18}$
I_{n1}^2 (A ²)	$2,6 \times 10^{-15}$	3×10^{-16}
I_{n2}^2 (A ²)	3×10^{-16}	$2,6 \times 10^{-15}$
E_n^2 (V ²)	$1,2 \times 10^{-15}$	0

En la tabla 2.2 se presenta la potencia de cada fuente de ruido en las entradas del amplificador de instrumentación de la etapa de salida. Para ello la densidad espectral de potencia de ruido de cada fuente se ha integrado en un margen de frecuencias comprendido entre 0,5 Hz y 10 Hz. De las contribuciones individuales, las que predominan son i_n , e_n y el ruido térmico de R_5 . No obstante, a la salida del amplificador, las fuentes de ruido de la red pasiva (correlacionadas con un coeficiente γ) se restan, haciendo que predominen las fuentes de ruido inherentes al amplificador de instrumentación. Aún así, se ha medido una tensión de ruido de 1 mV en valor eficaz (referido a la salida), que es unas 100 veces mayor que el ruido esperado. Esta diferencia puede ser debida a la contribución de interferencias de 50 Hz observadas durante la medida de ruido. A pesar de ello, se ha registrado una señal de impedancia bastante clara en todos los sujetos.

En la figura 2.16 se muestra la señal de impedancia de uno de los voluntarios, la cual se ha registrado invertida para coincidir con las señales mostradas en la bibliografía; es decir, una excursión positiva representa un decremento en la impedancia medida. La estabilidad en la línea base facilita la detección de máximos, condición que se obtiene sólo si el sujeto no se mueve durante la medida.

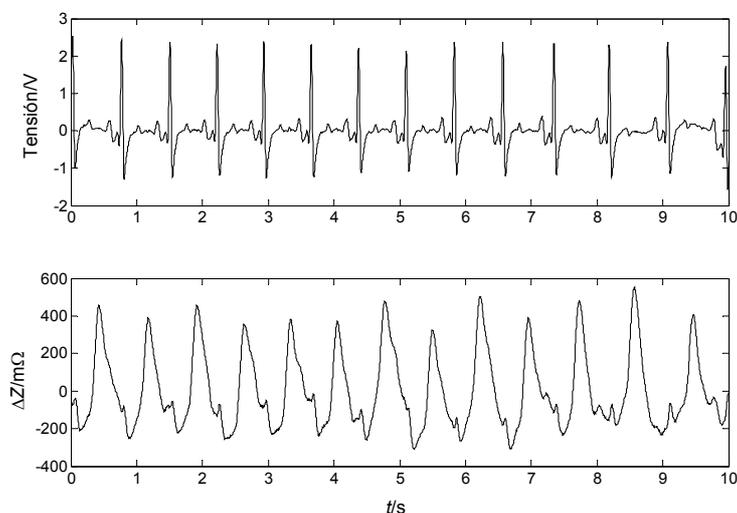


Figura 2.16. Señal de ECG (superior) y señal de impedancia (inferior) obtenida mediante medidas de bioimpedancia plantar

A pesar de que el sistema de la figura 2.6 no está aislado, en la figura 2.16 se observa que la contribución de las interferencias de los 50 Hz es mínima en comparación con la señal de interés. La atenuación de los filtros paso-bajo y un SMRR = 60 dB (teórico), reducen la contribución de las interferencias acopladas en modo diferencial, mientras que el CMRR de

90 dB reduce la contribución de las interferencias en modo común. Esto hace que la relación entre la potencia de la señal de interés y la potencia de los 50 Hz sea de 36 dB (figura 2.17). Al implementar esta técnica en una báscula alimentada a baterías, el nivel de interferencias sería mucho menor.

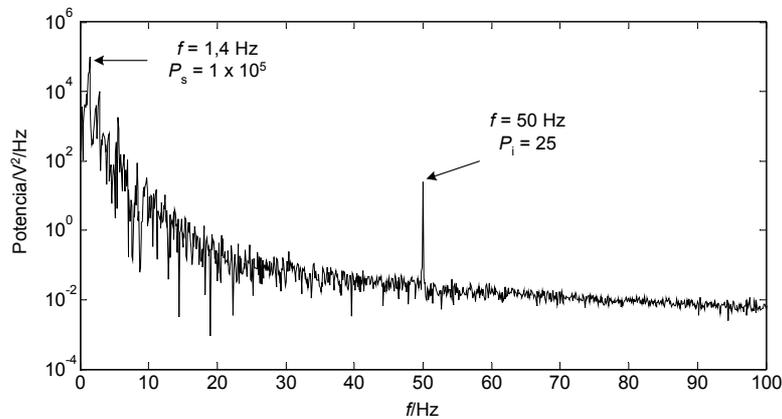


Figura 2.17. Densidad espectral de potencia de la señal de impedancia de la figura 2.16. Se muestra la potencia de la componente principal de la frecuencia cardíaca (1,4 Hz) y la potencia de la interferencia de 50 Hz. La resolución espectral es de 0,01 Hz

Tabla 2.3 Valores de impedancia en las extremidades inferiores registrados durante la sístole ($n = 18$)

n	Sexo	Edad	Peso/kg	Altura/m	$\Delta Z/m\Omega$	
					Mínima	Máxima
1	M	29	60	1,68	534	924
2	F	22	53	1,6	546	812
3	M	31	80	1,8	766	1230
4	F	21	61	1,69	437	713
5	F	23	65	1,7	738	800
6	M	33	80	1,69	387	479
7	M	29	72	1,8	562	654
8	M	39	78	1,73	960	2080
9	M	26	69	1,76	341	523
10	M	31	61	1,75	704	960
11	M	25	83	1,7	617	1100
12	M	34	92	1,78	477	560
13	M	35	79	1,79	809	1138
14	M	30	80	1,8	520	736
15	M	23	92	1,94	423	686
16	M	30	77	1,82	633	896
17	M	52	65	1,63	525	830
18	M	30	83	1,8	412	652

En la tabla 2.3 se presentan los valores de impedancia registrados en las extremidades inferiores durante la sístole ($n = 18$), donde el mínimo valor obtenido ha sido de $340 \text{ m}\Omega$. Según (2-25), la SNR de la señal de impedancia es de 46 dB (mínima), sin necesidad de ningún procesamiento de señal adicional al de la figura 2.6. Dicha SNR se considera suficiente para estimar la frecuencia cardiaca mediante métodos de procesamiento de señal simples.

En la figura 2.18 se comparan las señales obtenidas en un mismo sujeto usando los electrodos de las básculas comerciales y los electrodos de la figura 2.4. A pesar de que la geometría de los electrodos era diferente, el área de contacto era similar, por lo que no se han apreciado diferencias considerables en la amplitud y en la forma de onda. Este es un dato interesante, ya que demuestra que esta técnica funciona con diferentes tipos de electrodos que son utilizados por algunas básculas comerciales.

En la figura 2.19 se muestran los efectos de los artefactos de movimiento. Siempre que dichos artefactos estén dentro del margen de frecuencias de la señal de interés, se producen derivas de línea base que dependen de la intensidad de los movimientos que ocurren durante la medida. Para evitar estos episodios, se recomienda medir durante un tiempo breve, lo cual es factible gracias a que el sistema de la figura 2.6 detecta la señal cardiaca latido a latido. Aún así, esta técnica no es válida para sujetos que sufran temblores o a quienes resulte difícil mantenerse quietos durante la medición. Igualmente, su uso no es recomendable en mujeres embarazadas o en sujetos con implantes electrónicos, por la inyección de una corriente eléctrica.

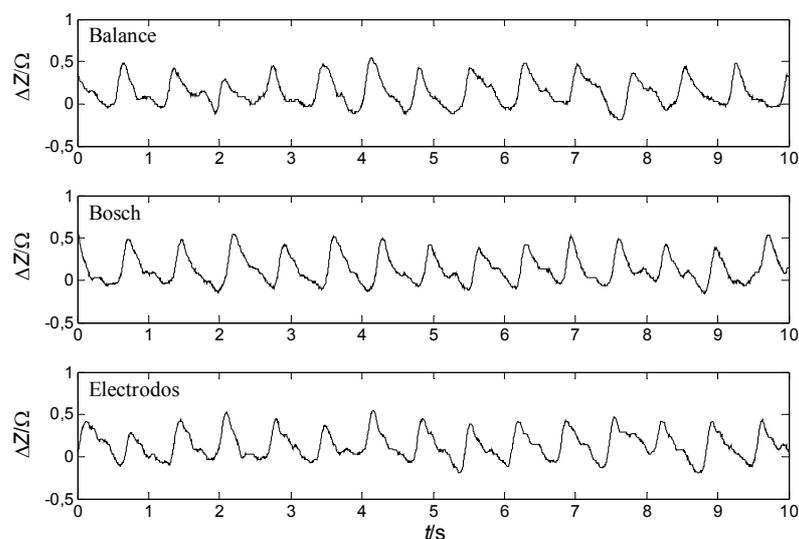


Figura 2.18. Señales de impedancia obtenidas de un mismo sujeto mediante diferentes electrodos. Balance (superior), Bosch (centro) y los electrodos de la figura 2.4 (inferior)

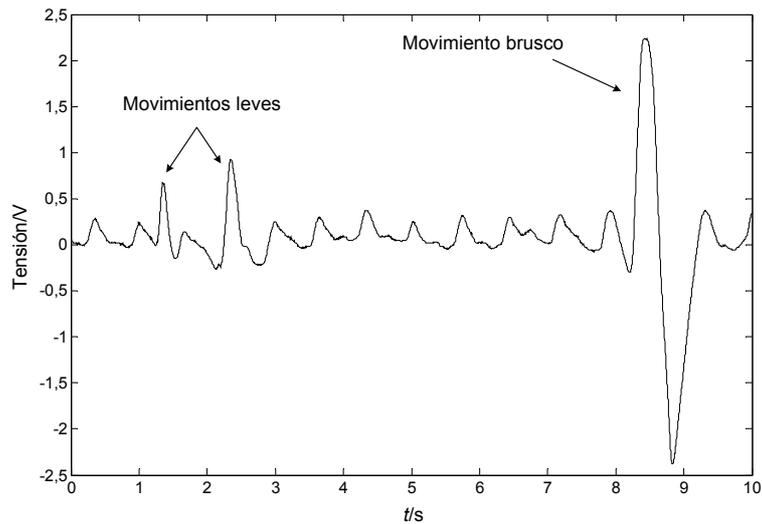


Figura 2.19. Efectos de los artefactos de movimiento sobre la señal de impedancia

En la figura 2.20 se muestran las medidas realizadas con el brazalete insuflado en un sujeto con problemas de retorno venoso. A pesar de haber bloqueado la circulación venosa, no se han observado cambios considerables en la amplitud de la señal de impedancia; tampoco en la forma de onda, la cual depende de los cambios de resistividad de la sangre arterial, tal y como han demostrado Shankar y col. (1985). A pesar del uso de electrodos distintos a los convencionales (bandas conductoras), las variaciones de impedancia en las extremidades inferiores se atribuyen mayormente de la circulación arterial.

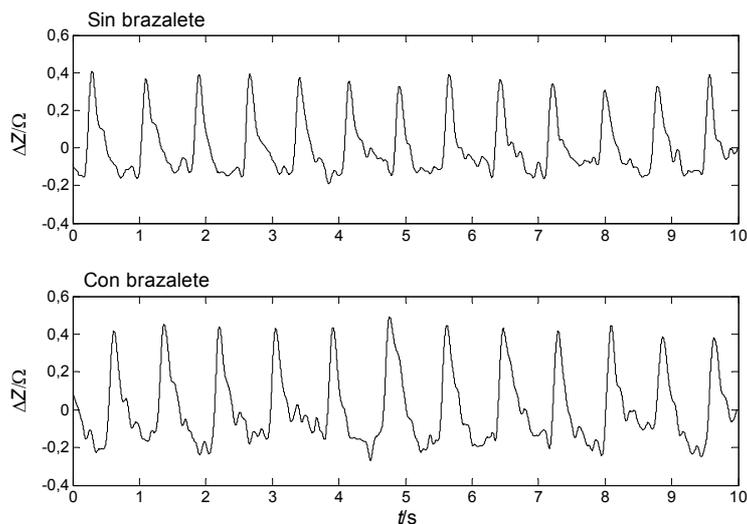


Figura 2.20. Señales de impedancia obtenidas de un sujeto con problemas de retorno venoso en una de sus piernas. Medida sin brazalete (superior) y medida con brazalete insuflado a 60 mmHg (inferior)

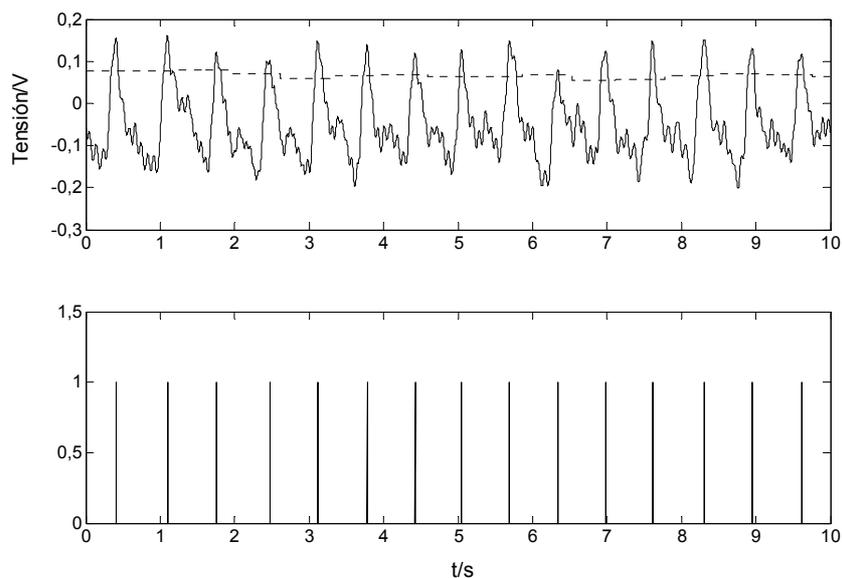


Figura 2.21. Señal de pulsos (inferior) obtenida de la señal de impedancia (superior) a partir del algoritmo de umbral adaptativo. En el trazo superior se observa (en línea discontinua) cómo la tensión de umbral varía de acuerdo con los máximos de la señal de impedancia

En la figura 2.21 se muestra la señal de pulsos obtenida de la señal de impedancia mediante el algoritmo de umbral adaptativo. A pesar de las derivas de línea base de la señal de impedancia, la línea discontinua en la gráfica superior muestra cómo la tensión de umbral se adapta a estos cambios. Esto demuestra la capacidad del algoritmo para detectar los máximos sin falsos positivos ni falsos negativos. No obstante, la distorsión que se observa en algunos máximos de la señal de impedancia y la presencia de artefactos de movimiento, aumentan el error a la hora de estimar t_{R-R} .

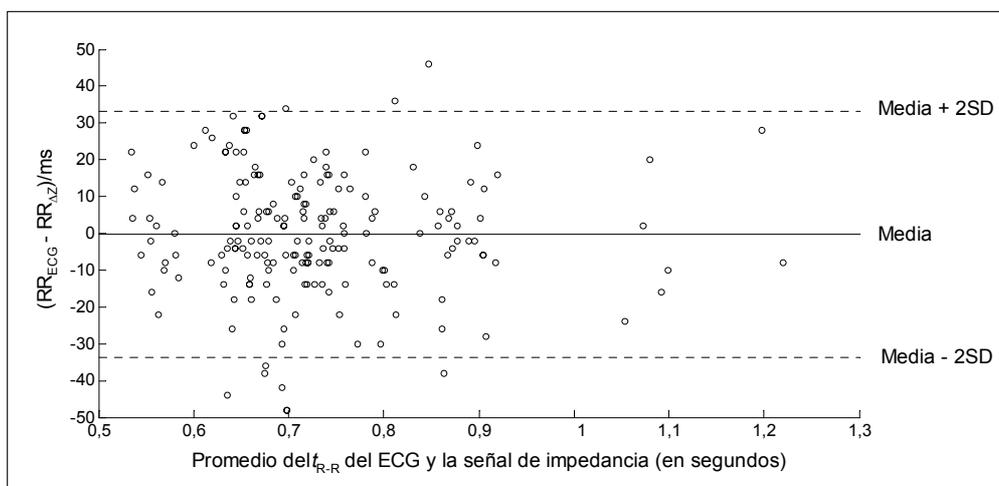


Figura 2.22. Figura Bland-Altman del intervalo de tiempo del segmento R-R del ECG y la señal de impedancia de 18 sujetos.

En cada uno de los 18 voluntarios se ha estimado t_{R-R} (latido a latido) durante 10 segundos a partir de la señal de impedancia y el ECG. La figura Bland-Altman (figura 2.22) revela un sesgo de -0,2 ms y un intervalo de confianza del 95 % de ± 33 ms ($\pm 2SD$, SD: desviación estándar). En el peor caso, esto representa un error de ± 7 latidos/minuto en la estimación de la frecuencia cardiaca que se atribuye al algoritmo, cuya robustez para detectar los máximos en señales distorsionadas no ha sido estudiada en este trabajo.

2.7 Conclusiones

Se ha demostrado la posibilidad de detectar la actividad cardiaca mediante medidas de bioimpedancia plantar. El origen de la señal de impedancia se debe principalmente a la circulación arterial en las extremidades inferiores. Un sistema con una sensibilidad de $610 \text{ mV}/\Omega$ permite detectar cambios de impedancia superiores a $340 \text{ m}\Omega$. No es necesario preparar la piel ni usar gel electrolítico, y aún así se han obtenido señales de impedancia con una SNR superior a 46 dB en un grupo de 18 sujetos sin trastornos cardiovasculares conocidos que afecten a las arterias de las piernas. No obstante, el uso de electrodos secos hace que este valor dependa de la interfaz electrodo-piel. La SNR de la señal obtenida permite estimar la frecuencia cardiaca mediante un método simple de procesamiento digital de señal, siempre y cuando el sujeto permanezca inmóvil durante la medida. La posibilidad de obtener la frecuencia cardiaca latido a latido reduce el tiempo de medida. En diferentes tipos de electrodos la SNR de la señal es similar, por lo que la implementación de esta técnica en básculas comerciales es factible. Esto permitiría estimar la composición corporal (Z_0), el peso y la frecuencia cardiaca de un sujeto en un mismo procedimiento.

Capítulo 3

“Tus fuerzas naturales, las que están dentro de ti, serán las que curarán tus enfermedades”

Hipócrates de Cos

3 Detección de la frecuencia cardiaca mediante medidas de variaciones de fuerza

En este capítulo se estudia la detección de la frecuencia cardiaca a partir de una señal de balistocardiografía (BCG) de fuerza registrada mediante una báscula electrónica pesa-personas convencional. El método consiste en medir las fuerzas de reacción en cada latido producto del flujo de sangre a través de la aorta. Se pretende utilizar la misma célula de carga destinada a estimar el peso de una persona. Con esta técnica no hace falta el contacto directo con electrodos, por lo que puede funcionar en sujetos con calzado. La relación señal-ruido (SNR) no depende de ninguna interfaz electrodo-piel, ni tampoco de la posición relativa entre el sensor y la zona de medida. La técnica es pasiva, por lo tanto aplicable a una mayor variedad de sujetos (las medidas de impedancia descritas en el capítulo anterior no son recomendables para mujeres embarazadas o para sujetos con implantes electrónicos). Dado que la báscula se utiliza como interfaz mecánica con el sujeto, se desarrolla un experimento que se aplica a tres básculas comerciales diferentes para estimar si sus características estáticas y dinámicas son suficientes para detectar el BCG de fuerza. El procesamiento de la señal es completamente analógico y la electrónica se implementa mediante circuitos integrados convencionales. También se analiza las necesidades de la instrumentación para obtener una señal con una SNR lo suficientemente buena para poder estimar la frecuencia cardiaca a partir de algoritmos sencillos. El objetivo de la investigación es demostrar la posibilidad de obtener una señal cardiaca usando una báscula electrónica. Los algoritmos de detección deberían ser objeto de un estudio posterior que permitiera obtener indicaciones válidas incluso para sujetos con determinadas patologías; no obstante, para dar una información cuantitativa, se comparan las frecuencias cardiacas obtenidas de la señal detectada y un método de medida estándar para un grupo de sujetos sin patologías conocidas.

3.1 Principio de medida

El flujo sanguíneo por los grandes vasos produce fuerzas de reacción en el cuerpo que se traducen en movimientos en dirección craneal-caudal y antero-posterior (Soames y Atha, 1982). En esta técnica se registra el movimiento craneal-caudal producto de las fuerzas relacionadas con el flujo de sangre en el arco aórtico y otros vasos de la circulación sistémica. La intensidad de las fuerzas de reacción depende del volumen de sangre y de la fuerza de contracción del corazón, por lo que los mayores movimientos ocurren durante la sístole. En el periodo de eyección (principio de la sístole ventricular), el volumen de sangre expulsado hacia la aorta ascendente y el flujo dentro de las arterias carótidas, hacen que el cuerpo se desplace en dirección caudal. Posteriormente, en el período de relajación isométrica (final de la sístole ventricular), dicho volumen de sangre circula por la aorta descendente y abdominal, así como también por las arterias ilíaca y femoral, desplazando al cuerpo en dirección craneal. Las fuerzas de reacción que ocurren en las demás etapas del ciclo cardíaco son de menor intensidad, por lo tanto, igual que para otras señales de origen cardiovascular, la frecuencia cardíaca se estima detectando eventos producidos durante la sístole.

El registro de estos movimientos se denomina balistocardiografía (BCG), y según el tipo de sistema empleado para registrarlos, el BCG puede ser: de fuerza, de aceleración, de velocidad y de desplazamiento, (Elliott y col., 1954). En posición supina, las fuerzas de reacción desplazan el centro de masa del sujeto (Ty Smith, 1974), mientras que en sujetos de pie, se producen variaciones en la componente vertical de la fuerza superpuesta a la fuerza de la gravedad. Por tanto, un sujeto de pie sobre una báscula ejerce una fuerza constante sobre la célula de carga (sensor de fuerza) debido a su peso y otras fuerzas que varían con el latido y cuyo valor se presupone muy pequeño.

Las galgas extensiométricas que se usan en las células de carga para estimar el peso de una persona tienen una amplia respuesta en frecuencia (Hoffmann, 1989). Sin embargo, las elevadas masas de la mecánica de la báscula hacen las veces de un filtro paso-bajo. Esto no es un problema para estimar el peso de una persona, pero puede ser un inconveniente para detectar señales dinámicas. De ahí la necesidad de determinar la factibilidad de usar la báscula como interfaz para detectar el BCG de fuerza.

3.2 Interfaz mecánica: báscula pesa-personas

Las células de carga empleadas en las básculas consisten normalmente en galgas extensiométricas adheridas a un sensor primario (voladizo). Esta configuración se corresponde con un sistema de segundo orden (Doebelin, 1983), cuya función de transferencia es:

$$H_b(s) = \frac{k\omega_n^2}{s^2 + 2\omega_n\zeta s + \omega_n^2}, \quad (3-1)$$

donde k es la sensibilidad estática, ω_n es la frecuencia angular natural y ζ es el factor de amortiguamiento. Estos tres parámetros están relacionados con la masa (M) de los elementos que descansan sobre el voladizo, la constante elástica del voladizo (K) y la fricción viscosa (B) de elementos parásitos:

$$k = \frac{1}{K}, \quad (3-2)$$

$$\zeta = \frac{B}{2\sqrt{KM}}, \quad (3-3)$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K}{M}} \quad (3-4)$$

Las hojas de especificaciones de las básculas no aportan esta información, por lo que se ha ideado un experimento para estimar estos parámetros en tres básculas comerciales diferentes: báscula #1 (*Bosch*) y báscula #2 (*Balance*), que son de uso doméstico, y báscula #3 (*M.C.R. Electronic*) destinada para uso en farmacias (figura 3.1).

El diseño ergonómico de cada báscula hace que las galgas extensiométricas estén dispuestas de forma diferente (figura 3.2). En las básculas #1 y #2, hay un par de galgas extensiométricas adheridas a un voladizo ubicado en cada uno de los cuatro soportes de la báscula, por lo que hay ocho elementos activos. En la báscula #3, hay cuatro galgas extensiométricas adheridas a un único voladizo colocado en el centro de la plataforma de la báscula. En los tres modelos, las galgas extensiométricas forman un puente de Wheatstone, utilizado en la gran mayoría de las básculas electrónicas pesa-personas (Slattery y Nie, 2005).

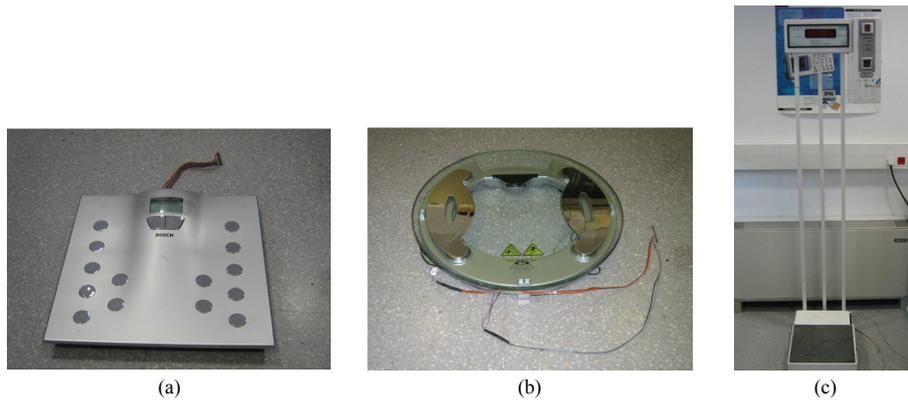


Figura 3.1. Básculas utilizadas para detectar el BCG de fuerza. (a) báscula #1, (b) báscula #2, (c) báscula #3

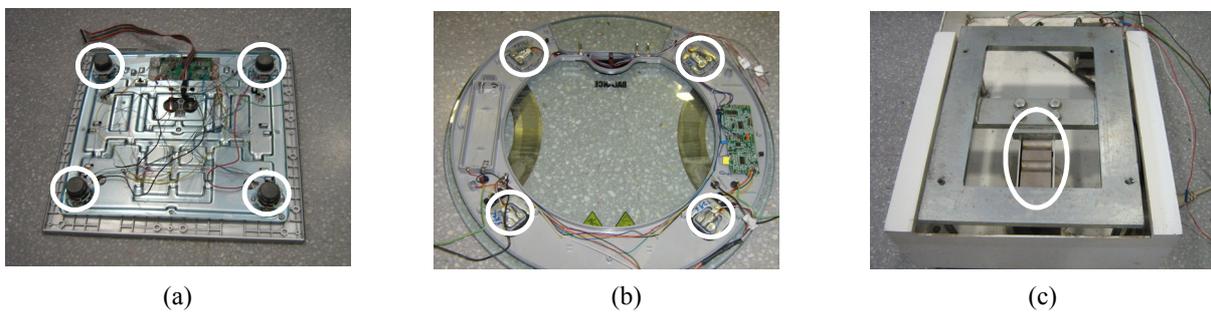


Figura 3.2. Disposición de las galgas extensiométricas en cada una de las básculas utilizadas. (a) báscula #1, (b) báscula #2, (c) báscula #3

3.2.1 Sensibilidad estática

Según (3-2), la sensibilidad de la báscula depende de la rigidez del voladizo; la salida eléctrica también depende del factor de sensibilidad de las galgas y de la tensión de excitación aplicada al puente de Wheatstone. Conociendo dicha tensión, es posible estimar la sensibilidad de la báscula mediante calibración estática (Doebelin, 1983). Para ello, cada puente de Wheatstone se alimenta con una tensión continua de $\pm 4,5$ V y se mide su tensión de salida diferencial en distintas condiciones: primero, sin aplicar peso alguno a la báscula para estimar los errores de cero; posteriormente, colocando cuatro personas de diferentes pesos sobre la báscula y midiendo la tensión de salida para cada caso. La salida del puente se mide con un multímetro de 6 $\frac{1}{2}$ dígitos (*Agilent 34401A*), mientras que el peso de las personas se estima con una báscula con 0,1 kg de resolución.

El resultado de este experimento es un aumento lineal de la tensión de salida de la célula de carga conforme aumenta el peso; la pendiente de dicha respuesta corresponde con la sensibilidad estática de la báscula.

3.2.2 Características dinámicas

Según (3-3) y (3-4), un cambio en la masa produce un cambio en ω_n y ζ , lo que indica que la respuesta dinámica de la báscula cambia según el peso del sujeto que se coloca sobre ella.

El margen de frecuencias del BCG está entre cc y 40 Hz (Webster, 1998). Para diagnosticar cardiopatías o problemas cardiovasculares es importante preservar la forma de onda del BCG utilizando sistemas mecánicos con una elevada frecuencia de resonancia (Reeves y col., 1957). No obstante, para estimar la frecuencia cardiaca basta con detectar las componentes principales del BCG, para lo cual, en sujetos acostados, se ha demostrado que es suficiente un sistema críticamente amortiguado y con frecuencia de resonancia de 1,5 Hz (Jones y Goulder, 1950). Para sujetos de pie, se estima que el ancho de banda necesario será similar.

3.2.2.1 Respuesta en el dominio temporal

Un sistema lineal de segundo orden estable se puede caracterizar a partir de su respuesta a una señal de entrada específica, denominada *señal de prueba* (Dorf, 1989). En este trabajo, la *señal de prueba* es un pulso mecánico que se genera mediante el rebote de una pelota de tenis de 57,5 g. Aunque el tiempo de contacto de una pelota en el primer rebote depende de diversos parámetros que son difíciles de medir (Nagurka y Huang, 2006), en una primera aproximación, se puede considerar como un pulso mecánico. Con este pulso se pretende obtener la respuesta transitoria de cada báscula en diferentes condiciones: a) báscula sin peso y b) aplicando diferentes pesos. Pagnacco y col. (1999) realizaron un método similar dejando caer una bola de metal en el centro de una cama para estimar la frecuencia natural y el factor de amortiguamiento mediante análisis espectral. Sin embargo, en dicho procedimiento sólo se evaluó la respuesta dinámica de la cama en condiciones de reposo (sin peso).

La respuesta transitoria de la báscula se almacena en un ordenador para un posterior análisis usando Matlab[®]. Para ello se utiliza un sistema de adquisición de datos (ver el apartado 3.5) cuyo margen de entrada es muy superior a la tensión de salida de la célula de carga. Dicha tensión, pues, se amplifica mediante un sistema cuyo ancho de banda es de 10 kHz, lo bastante elevado como para no afectar la respuesta en frecuencia de la báscula.

Sin aplicar peso, la pelota de tenis se deja caer desde una altura de 40 cm sobre la plataforma de la báscula y se deja rebotar una sola vez, obteniendo la respuesta mostrada en la figura 3.3. El experimento se repite nuevamente, pero esta vez aplicando pesos entre 5 kg y 45 kg (máximo valor alcanzado por el experimento) a la báscula apilando cajas llenas de

papel de impresora. La pelota se deja caer desde una altura de 40 cm sobre la caja superior, dejándola rebotar una sola vez; la respuesta obtenida es siempre similar a la mostrada en la figura 3.3.

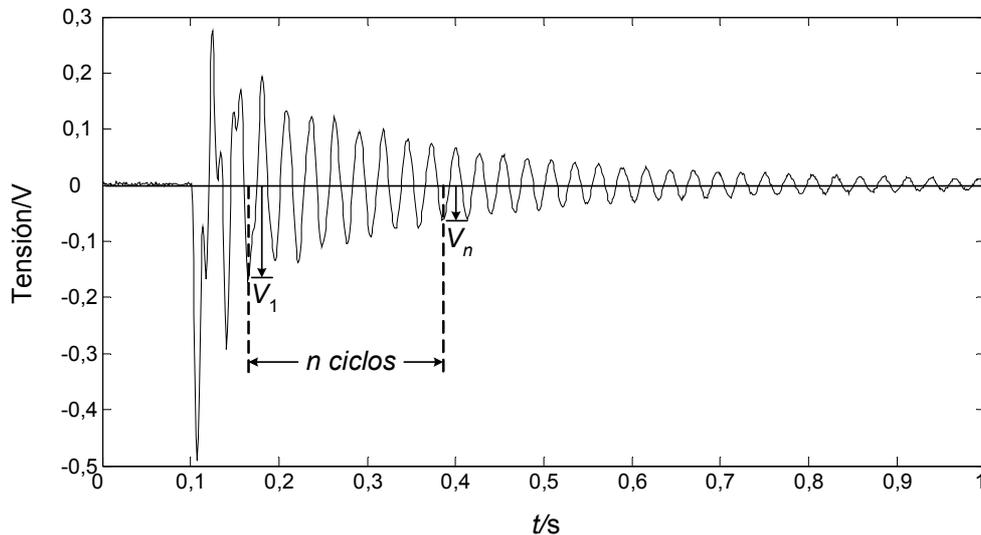


Figura 3.3. Respuesta transitoria de la báscula #3 debida a un único rebote de una pelota de tenis que se ha dejado caer desde una altura de 40 cm. Caso: báscula sin peso

La respuesta transitoria de la figura 3.3 se puede describir mediante:

$$c(t) = \frac{\omega_n}{\beta} e^{-\zeta\omega_n t} \text{sen } \omega_d t, \quad (3-5)$$

donde $\beta = \sqrt{1 - \zeta^2}$ y $\omega_d = \beta\omega_n$ es la frecuencia angular natural amortiguada.

La respuesta de las básculas (con o sin peso) es subamortiguada ($\zeta < 1$) y se estabiliza al cabo de 1 s, aproximadamente. A partir de la respuesta transitoria, ζ y ω_n se estima mediante un procedimiento descrito por Doebelin (1983) para la caracterización de sistemas de segundo orden.

Si $\zeta \ll 1$, $\sqrt{1 - \zeta^2} \approx 1$, por tanto:

$$\omega_n \approx \frac{2\pi}{T}, \quad (3-6)$$

$$\zeta \approx \frac{\ln\left(\frac{V_1}{V_n}\right)}{2\pi n}, \quad (3-7)$$

donde T es el promedio del período de n ciclos de la respuesta transitoria. V_1 y V_n son las tensiones en los instantes de tiempo correspondientes a la medida de V_1 y V_n (ver la figura 3.3).

3.2.2.2 Respuesta en frecuencia

(a) Amplitud

Una vez conocidos ζ y ω_n se estima la respuesta en frecuencia de cada una de las básculas, las cuales se muestran en la figura 3.4 (Peso = 0 kg). Las diferentes características dinámicas se deben a las diferencias mecánicas de cada báscula. Se observa que en la frecuencia de resonancia existe un error de ganancia que depende de ζ ; a 10 Hz este error es inferior al 19 % de la sensibilidad estática.

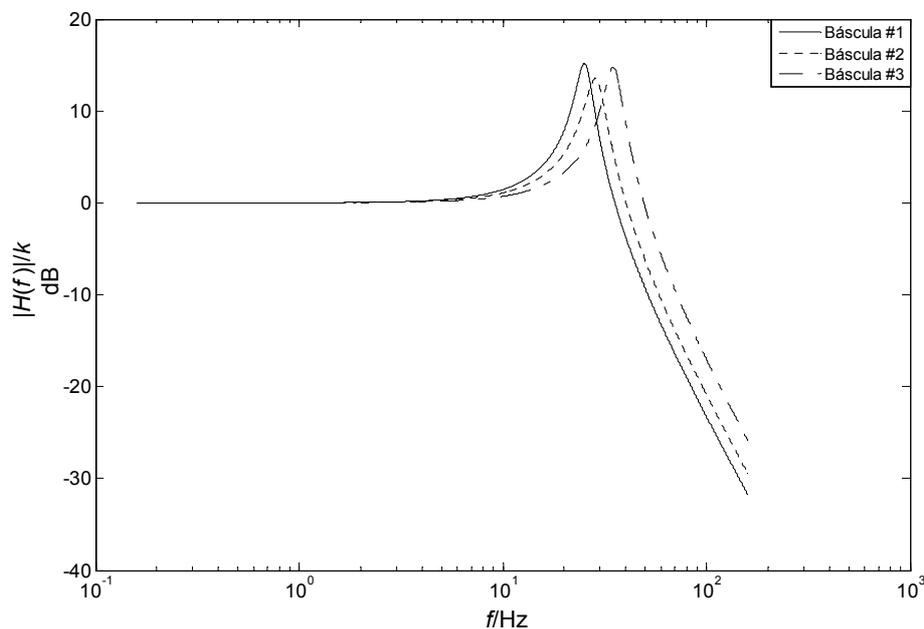


Figura 3.4. Módulo de la respuesta en frecuencia de las tres básculas (Peso = 0 kg) obtenida a partir de sus respectivas respuestas transitorias. $f_r = 25$ Hz (báscula #1), $f_r = 28$ Hz (báscula #2) y $f_r = 35$ Hz (báscula #3)

En la tabla 3.1 se muestran los valores de sensibilidad estática, factor de amortiguamiento y frecuencia de resonancia ($f_r = f_n \sqrt{1 - 2\zeta^2}$) obtenidos del experimento anterior.

Al incrementar el peso sobre la báscula, su respuesta en frecuencia cambia. En la figura 3.5 se aprecia como la frecuencia de resonancia disminuye y el error de amplitud aumenta, lo cual coincide con (3-3) y (3-4).

Tabla 3.1. Características estáticas y dinámicas de las tres básculas sin peso

Báscula	k (nV/V/N)	ζ	f_r /Hz
1	490	0,088	25
2	750	0,105	28
3	1670	0,091	35

Para masas superiores a 45 kg la frecuencia natural se puede calcular a partir de (3-4). No obstante, hay que considerar que K puede variar con la deformación del voladizo; para conocer su valor real hay que usar ecuaciones de elasticidad que dependen del diseño del voladizo (Doebelin, 1983). Aún así, en una primera aproximación, se puede suponer un valor de K constante para estimar la respuesta dinámica de cada báscula para masas superiores. A partir de esta condición, si un sujeto de 120 kg se coloca sobre cada una de las básculas, la mínima frecuencia de resonancia sería de 4 Hz, suficiente para detectar las componentes principales del BCG de fuerza.

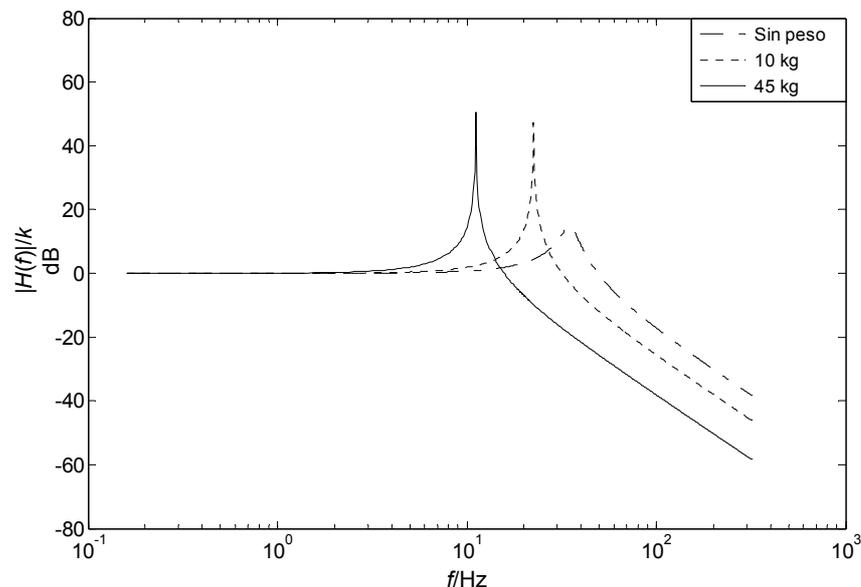


Figura 3.5. Módulo de la respuesta en frecuencia de la báscula #3 sin peso, con 10 kg y 45 kg. Las frecuencias de resonancia respectivas son: 35 Hz, 22 Hz y 11 Hz

(b) Fase

Los cambios en la respuesta en frecuencia para diferentes masas también se reflejan en la fase de dicha respuesta. En sistemas mecánicos de medida de fuerza amortiguados, puede haber un desfase entre la fuerza de excitación y el desplazamiento del voladizo (Hartog, 1985). En la figura 3.6 se muestra que a medida que ζ decrece (masas elevadas), la respuesta en fase de la báscula #3 se hace más abrupta, justo en la frecuencia de resonancia. Esto indica que si la fuerza de excitación tiene una componente frecuencial inferior a f_r , el desfase entre la fuerza y el desplazamiento del voladizo, es cero; en cambio, para componentes con frecuencias superiores a f_r , el ángulo de fase es de 180° . En f_r , el ángulo de fase es de 90° , independientemente del valor de ζ (Hartog, 1985).

En el caso del BCG de fuerza hay una distorsión de forma en aquellas componentes que coinciden con f_r debido a la fase no lineal en ese punto. Las componentes del BCG inferiores o superiores a f_r , tendrán un desfase de 0° o 180° , respectivamente.

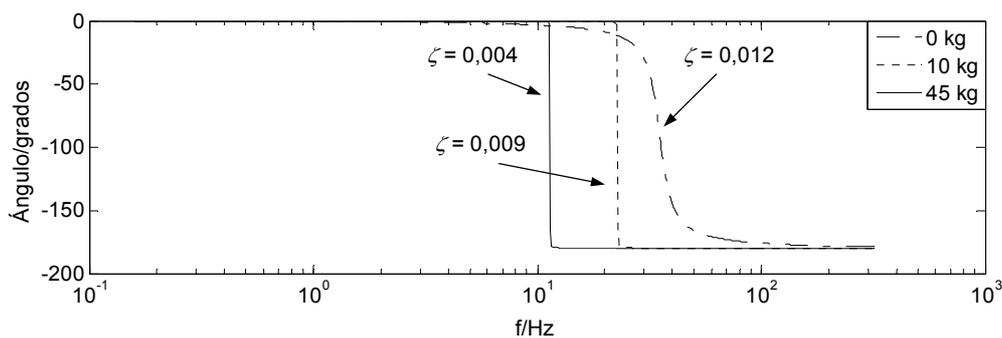


Figura 3.6. Fase de la respuesta en frecuencia de la báscula #3 sin peso, con 10 kg y 45 kg. Las frecuencias de resonancia respectivas son: 35 Hz, 22 Hz y 11 Hz

3.3 Sistemas de medida para registrar el BCG de fuerza

Conociendo la respuesta en frecuencia de cada báscula, se puede decidir el ancho de banda del sistema de medida. En cambio, para decidir la ganancia hay que considerar que la tensión de entrada del sistema, *a priori*, depende de la sensibilidad estática de la báscula y de la magnitud de las fuerzas relacionadas con el latido. En posición supina, estas fuerzas son de unos pocos newtons (Pagnacco y col., 1999); sin embargo, en posición erguida, la acción de la gravedad afecta a la dinámica cardiovascular (Guyton y Hall, 2000), por lo que las magnitudes de estas fuerzas pueden cambiar.

En pruebas preliminares realizadas en 20 voluntarios (ver el apéndice 3), se han registrado variaciones de fuerza de por lo menos 160 mN al principio de la sístole ventricular. Los máximos de la señal de BCG, utilizados para estimar la frecuencia cardiaca, se han obtenido al final de la sístole ventricular, con amplitudes comprendidas entre 0,8 N y 6 N.

En el grupo de 20 voluntarios estudiados, la relación que existe entre la fuerza del peso y las fuerzas del latido es de 1/5600, aproximadamente (peor caso). Considerando la poca sensibilidad estática de las básculas, se requiere un sistema analógico con ganancia y margen dinámico elevados para adaptar los niveles de tensión al margen de entrada de un conversor analógico-digital convencional. Las señales de muy baja amplitud son susceptibles al ruido e interferencias, por lo que hay que evitar que éstas degraden la SNR del BCG.

Una vez conocidas las necesidades del sistema de medida, se consideran dos opciones para registrar el BCG de fuerza: un sistema de medida que trabaja en banda base con un ancho de banda reducido y un sistema de medida basado en una frecuencia portadora suficientemente apartada de la zona del ruido $1/f$, y en el que la información se recupera mediante detección coherente.

3.3.1 Sistema de medida en banda base

La figura 3.7 muestra el diagrama de bloques del sistema de medida en banda base (el diagrama electrónico se presenta en el anexo 2). Se puede implementar con una electrónica sencilla usando componentes pasivos con 5 % de tolerancia. Conviene elegir amplificadores de bajo ruido a bajas frecuencias y con una elevada relación de rechazo en modo común (CMRR) para reducir la contribución de interferencias de 50 Hz.

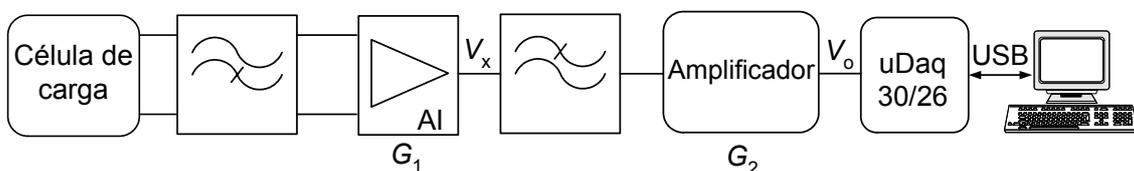


Figura 3.7. Diagrama de bloques del sistema de medida en banda base para detectar el BCG de fuerza

3.3.1.1 Etapa frontal

La tensión de salida de la báscula se puede estimar a partir de la siguiente expresión:

$$V_b(f) = (F + \Delta F)V_{CC}H_b(f) = (F + \Delta F) \frac{V_{CC}k}{1 - \left(\frac{f}{f_n}\right)^2 + j\left(\frac{f}{f_n}\right)2\zeta} \quad (3-8)$$

donde V_{CC} es la tensión de alimentación de la célula de carga, F es el peso y ΔF es la fuerza debida al latido.

Para que el peso y los errores de cero no limiten el margen dinámico del sistema, hay que acoplar en alterna el amplificador de entrada. La red de la figura 3.8 tiene una respuesta transitoria rápida y un CMRR teóricamente infinito (Spinelli y col., 2003). El amplificador de instrumentación AD8221 (*Analog Devices*) tiene un CMRR superior a 130 dB a bajas frecuencias para una ganancia de 1000.

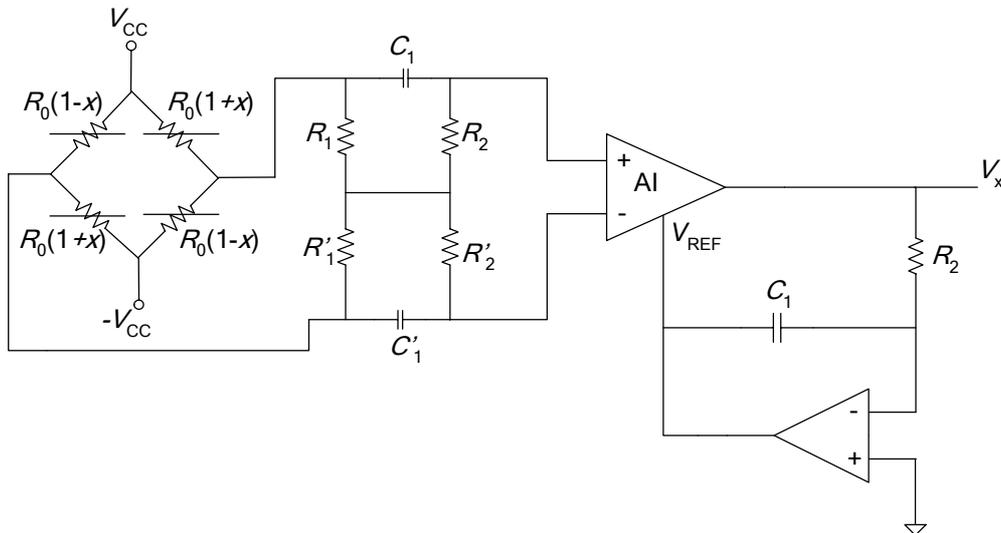


Figura 3.8. Sensor de fuerza conectado al amplificador de instrumentación acoplado en alterna

En la figura 3.8 se muestra que todos los brazos del puente son activos. Cuando un puente con estas características se alimenta con una tensión continua bipolar ($\pm V_{CC}$), su tensión de salida en modo diferencial es $2V_{CC}x$ (x depende de la fuerza aplicada), mientras que su tensión de salida en modo común es cero. En la red pasiva de acoplamiento, la tensión en modo común (continua o alterna) en la entrada y en la salida son iguales ($G_{CC} = 1$ en (2-6)), por lo que dicha tensión se acopla a la entrada del amplificador de instrumentación. Aunque la tensión de salida en modo común de la célula de carga es cero, puede haber tensiones en modo común debidas a las interferencias de 50 Hz, por lo que conviene usar un amplificador con un CMRR elevado.

Para eliminar la tensión de *offset* a la salida del amplificador de instrumentación debida a la tensión y corrientes de *offset* en la entrada, la salida del amplificador se retroalimenta a su terminal de referencia mediante una red con frecuencia de corte igual a la de la red pasiva de entrada. Si $R_2 = R'_2$ y $C_1 = C'_1$, el resultado es un filtro paso-alto de segundo orden, con $f_{nL} = (2\pi R_2 C_1)^{-1}$ y $\zeta = 1$ debido a que no hay efectos de carga entre las dos etapas de primer orden.

La función de transferencia de esta etapa es:

$$H_1(f) = \frac{G_{10} f_a}{jf + f_a} \frac{1}{1 - \left(\frac{f_{nL}}{f}\right)^2 + \frac{2f_{nL}}{jf}}, \quad (3-9)$$

donde G_{10} es la ganancia del amplificador en continua y f_a es la frecuencia de corte del amplificador para ganancia unidad. f_{nL} se debe elegir de tal forma que se rechacen los errores de cero y parte del ruido de baja frecuencia del amplificador, pero sin afectar a las componentes de bajas frecuencias del BCG de fuerza, especialmente en sujetos con una frecuencia cardiaca muy lenta ($f \approx 0,7$ Hz). La frecuencia de corte superior está determinada por la báscula, ya que en el peor caso, el producto ganancia ancho de banda del amplificador de instrumentación es de decenas de kilohertz (15 kHz para el AD8221). Por tanto, la tensión de salida del amplificador de instrumentación es:

$$V_x(f) = \Delta F G_1 \frac{1}{1 - \left(\frac{f_{nL}}{f}\right)^2 + \frac{2f_{nL}}{jf}} \frac{V_{cc} k}{1 - \left(\frac{f}{f_n}\right)^2 + j\left(\frac{f}{f_n}\right) 2\zeta}, \quad (3-10)$$

donde f_n es la frecuencia natural de la báscula y k y ζ son su sensibilidad estática y su factor de amortiguamiento, respectivamente.

Según (3-8), con $V_{CC} = 9$ V, si un sujeto de 92 kg con una frecuencia cardiaca de 180 latidos/minuto (3 Hz) (peor caso), genera una fuerza de 160 mN al principio de la sístole ventricular, la tensión de salida de la célula de carga es de 0,8 μ V en la báscula #1, 1 μ V en la báscula #2 y 3 μ V en la báscula #3. Para una fuerza de 6 N (máxima), la tensión de salida es de 110 μ V (báscula #3). Como entre sujetos hay una amplia variabilidad en las fuerzas

generadas por el latido, para este estudio se escoge la tensión de $110 \mu\text{V}$ como el valor superior del margen de entrada del sistema.

La resistencia de las galgas extensiométricas (R_0 en la figura 3.8) también varía entre las básculas, siendo la resistencia equivalente del puente de Wheatstone de 750Ω , 500Ω y 130Ω para las básculas #1, #2 y #3, respectivamente. Los bajos niveles de la tensión de salida de la báscula, sugieren emplear una resistencia diferencial elevada para reducir los errores por efectos de carga. No obstante, hay que vigilar que el ruido de dichas resistencias no degrade la SNR de la señal de interés.

3.3.1.2 Etapa de salida

Para reducir la contribución del ruido de alta frecuencia y los efectos de las interferencias de 50 Hz residuales, a la salida de la etapa frontal de la figura 3.7 se conecta un filtro paso-bajo pasivo de primer orden con una frecuencia de corte f_H .

Para ajustar los márgenes de tensión de salida al margen de entrada del sistema de adquisición de datos (ver apartado 3.5), se utiliza un amplificador no-inversor con ganancia G_2 .

3.3.1.3 Respuesta en frecuencia del sistema

Tomando en cuenta la función de transferencia de la báscula y la del sistema de medida, la tensión de salida (V_o) es:

$$V_o(f) = \left[\frac{V_{cc}k}{1 - \left(\frac{f}{f_n}\right)^2 + j\left(\frac{f}{f_n}\right)2\zeta} \left(\frac{jf}{jf + f_{nL}}\right)^2 \left(\frac{f_H}{jf + f_H}\right) \Delta F \right] G_1 G_2, \quad (3-11)$$

La respuesta en frecuencia del módulo de $V_o(f)$ se muestra en la figura 3.9 para un sujeto de 80 kg de pie sobre la báscula #1; se supone $\zeta = 0,0001$, ya que ha sido el mínimo valor obtenido en los experimentos del apartado 3.2.2.2.

Como f_n depende del peso del sujeto, en algunos casos el ancho de banda del sistema puede estar limitado por el filtro paso-bajo de la etapa de salida y en otros casos por la báscula (caso mostrado en la figura 3.9). Cuando el límite viene impuesto por el filtro paso-bajo, la tensión de salida para las componentes del BCG comprendidas entre $f_{nL} < f < f_H$, es:

$$|V_o(f)| = G_1 G_2 \Delta F \frac{V_{cc} k}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_H}\right)^2}}, \quad (3-12)$$

es decir, no depende de las características dinámicas de la báscula, mas sí de su sensibilidad estática (k).

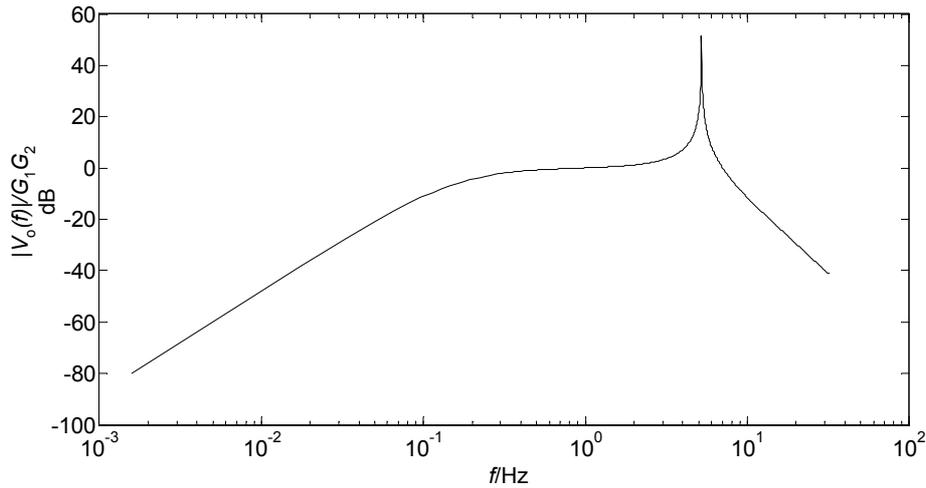


Figura 3.9. Respuesta en frecuencia del sistema de la figura 3.7 para un sujeto de 80 kg de pie sobre la báscula #1. Se considera $\zeta = 0,0001$ como una primera aproximación; $f_t = 5$ Hz

Si el límite viene impuesto por la báscula, la tensión de salida depende no sólo de las características estáticas de la báscula, sino también de sus características dinámicas; esto es:

$$|V_o(f)| = G_1 G_2 \Delta F \frac{V_{cc} k}{\sqrt{\left(1 - \left(\frac{f}{f_n}\right)^2\right)^2 + \left(\frac{2\zeta f}{f_n}\right)^2}} \quad (3-13)$$

A pesar de que en este estudio se consideran sólo tres tipos de básculas, si f_n fuese inferior a 4 Hz (peor caso en este estudio), las componentes principales del BCG de fuerza se atenuarían, lo cual se podría corregir con una ganancia superior a la elegida para el sistema de la figura 3.7, siempre y cuando se pudiera garantizar que no habría saturación por culpa de la resonancia.

3.3.1.4 Estimación del ruido del sistema

(a) Modelo teórico

El sistema de medida de la figura 3.7 está implementado con pocos componentes; no obstante, las resistencias utilizadas en la etapa frontal, conjuntamente con la elevada ganancia, hacen que la contribución de ruido sea importante, sobre todo porque este sistema trabaja en la zona del ruido $1/f$. El ruido de la segunda etapa, referido a la entrada del sistema, está atenuado por un factor $1/G_1$; si $G_1 \gg G_2$, la contribución de ruido de dicha etapa es mínima, haciendo que el ruido de todo el sistema quede determinado por el ruido de la etapa frontal, el cual se calcula a partir del modelo de la figura 3.10.

El análisis detallado de este sistema se presenta en el apéndice 2, a partir del cual se ha obtenido la tabla 3.2 donde se presentan las contribuciones de cada fuente de ruido en las entradas del amplificador de instrumentación. En las funciones de transferencia que aparecen en la tabla 3.2 $R = R_1 = R'_1 = R_2 = R'_2$ y $C = C_1 = C'_1$.

La densidad espectral de potencia (total) de ruido en la entrada del amplificador se obtiene mediante la suma cuadrática de la contribución de cada fuente de ruido, es decir:

$$(e_3 - e_4)^2 = [e_3(e_{ts}) - e_4(e_{ts})]^2 + [e_3(e'_{ts}) - e_4(e'_{ts})]^2 + [e_3(e_{t1}) - e_4(e_{t1})]^2 + [e_3(e'_{t1}) - e_4(e'_{t1})]^2 \\ + [e_3(e_{t2}) - e_4(e_{t2})]^2 + [e_3(e'_{t2}) - e_4(e'_{t2})]^2 + [e_3(i_{n1}) - e_4(i_{n1})]^2 + [e_3(i_{n2}) - e_4(i_{n2})]^2 + [e_3(e_n) - e_4(e_n)]^2 \quad (3-14)$$

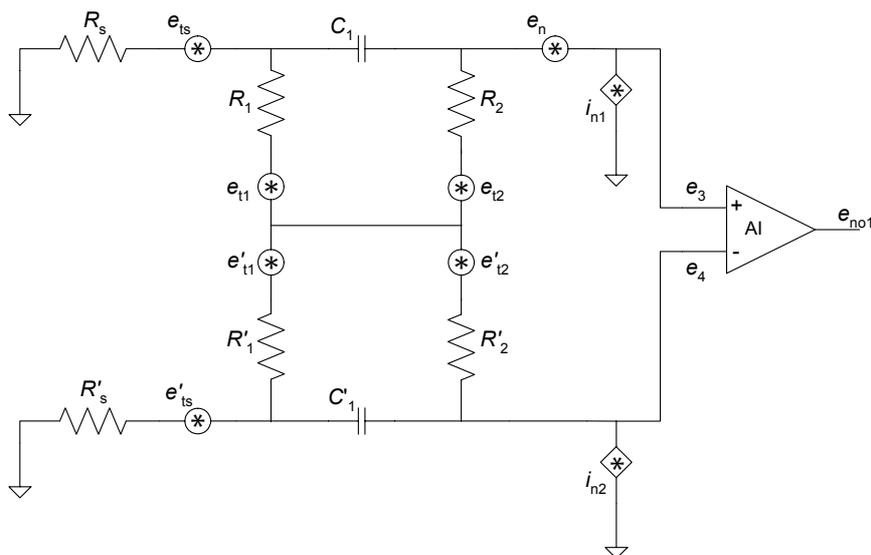


Figura 3.10. Modelo de ruido de la etapa frontal del circuito de la figura 3.8

Tabla 3.2. Funciones de transferencia respectivas para las contribuciones de cada fuente de ruido a la densidad espectral de potencia de ruido en cada una de las entradas del amplificador de la figura 3.10

Fuente de ruido	Densidad espectral de potencia (V ² /Hz)	
	e_3^2	e_4^2
e_{ts}^2 (V ² /Hz)	$\left \frac{1}{2} \frac{2RCs + 1}{RCs + 1} \right ^2$	$\left \frac{1}{2} \frac{2R_s Cs + 1}{RCs + 1} \right ^2$
e'_{ts} (V ² /Hz)	$\left \frac{1}{2} \frac{2R_s Cs + 1}{RCs + 1} \right ^2$	$\left \frac{1}{2} \frac{2RCs + 1}{RCs + 1} \right ^2$
i_{n1}^2 (A ² /Hz)	$\left \frac{1}{2} \frac{R[4RCs(R_s Cs + 1) + 3]}{(RCs + 1)(2RCs + 1)} \right ^2$	$\left \frac{1}{2} \frac{R(2R_s Cs + 1)}{(RCs + 1)(2RCs + 1)} \right ^2$
i_{n2}^2 (A ² /Hz)	$\left \frac{1}{2} \frac{R(2R_s Cs + 1)}{(RCs + 1)(2RCs + 1)} \right ^2$	$\left \frac{1}{2} \frac{R[4RCs(R_s Cs + 1) + 3]}{(RCs + 1)(2RCs + 1)} \right ^2$
e_{t1}^2 (V ² /Hz)	$\left \frac{1}{2} \frac{RCs(2R_s Cs - 1) - 1}{(RCs + 1)(2RCs + 1)} \right ^2$	$\left \frac{1}{2} \frac{2R_s Cs + 1}{2RCs + 1} \right ^2$
e'_{t1} (V ² /Hz)	$\left \frac{1}{2} \frac{2R_s Cs + 1}{2RCs + 1} \right ^2$	$\left \frac{1}{2} \frac{RCs(2R_s Cs - 1) - 1}{(RCs + 1)(2RCs + 1)} \right ^2$
e_{t2}^2 (V ² /Hz)	$\left \frac{1}{2} \frac{RCs(2R_s Cs + 3) + 2}{(RCs + 1)(2RCs + 1)} \right ^2$	$\left \frac{1}{2} \frac{RCs(2R_s Cs + 1)}{(RCs + 1)(2RCs + 1)} \right ^2$
e'_{t2} (V ² /Hz)	$\left \frac{1}{2} \frac{RCs(2R_s Cs + 1)}{(RCs + 1)(2RCs + 1)} \right ^2$	$\left \frac{1}{2} \frac{RCs(2R_s Cs + 3) + 2}{(RCs + 1)(2RCs + 1)} \right ^2$
e_n^2 (V ² /Hz)	1	0

Igual que en el capítulo anterior, cada fuente de ruido contribuye al ruido en las entradas del amplificador de instrumentación según una función de transferencia determinada. Por ejemplo, la contribución de e_{ts} y e'_{ts} (suponiendo que ambas son iguales) (ver el apéndice 2) es:

$$(e_3 - e_4)^2 = 2e_{ts}^2 (1 - \gamma) \left| \frac{RCs}{RCs + 1} \right|^2, \quad (3-15)$$

donde γ es el coeficiente de correlación. El ruido que proviene de R_s es completamente independiente del ruido que proviene de R'_s , por lo que estas señales no están correlacionadas ($\gamma = 0$), por tanto, la contribución de estas resistencias al ruido de entrada del amplificador es:

$$(e_3 - e_4)^2 = 2e_{ts}^2 \left| \frac{RCs}{RCs + 1} \right|^2 \quad (3-16)$$

La expresión (3-15) aplica para las otras fuentes de ruido. Vista la simetría entre las funciones de transferencia, a medida que exista una correlación entre las señales de ruido, la contribución a la salida del sistema de la figura 3.10 es menor. En cuanto a la contribución de i_{n1} e i_{n2} , si hay alguna correlación entre ambas corrientes, su contribución al ruido de salida se reduciría. A medida que la correlación entre i_{n1} e i_{n2} sea mayor, su contribución al ruido e_{no1} será menor, y predominaría la tensión de ruido del amplificador. En cambio, si i_{n1} e i_{n2} no estuviesen correlacionadas, la mayor contribución al ruido de salida (a bajas frecuencias) provendría de estas corrientes (ver el apéndice 2).

La potencia total de ruido a la salida del amplificador es:

$$E_{no1}^2 = G_1^2 \int_{f_L}^{f_H} (e_3 - e_4)^2(f) df, \quad (3-17)$$

donde f_L y f_H son los respectivos límites inferior y superior del margen de frecuencias de trabajo. Para calcular la SNR del BCG de fuerza, se utiliza (2-25).

(b) Estimación experimental

Para medir la tensión de ruido del sistema, las entradas de la etapa frontal se han conectado a masa a través de resistencias de 750Ω , que es la mayor resistencia equivalente para las tres básculas utilizadas. Para reducir los efectos de las interferencias de 50 Hz, el circuito se ha alimentado a baterías ($\pm 4,5$ V) y se ha colocado dentro de una caja metálica conectada a la masa del sistema. Estas condiciones también se han implementado a la hora de registrar el BCG de fuerza. La tensión de salida se ha medido con un multímetro de $6 \frac{1}{2}$

dígitos (*Agilent 34401A*), el cual se ha controlado mediante ordenador usando un programa desarrollado en LabView™. Dicho instrumento se ha configurado para realizar 300 medidas de tensión cc a 0,2 PLCs (en inglés, *Power Line Cycles*). La desviación estándar de dichas medidas era la tensión de ruido en valor eficaz.

3.3.1.5 Interferencias

El circuito de la figura 3.7 es sensible a interferencias capacitivas acopladas a sus nodos de alta impedancia; en particular, los nodos donde están conectadas R_2 y R'_2 , y en menor medida los nodos donde están conectadas R_1 y R'_1 . Además, existen interferencias conducidas debidas a las corrientes que circulan por la masa del circuito, que aunque suelen ser muy pequeñas, la elevada ganancia hace que su contribución a la salida sea importante.

Si las interferencias (capacitivas y/o conducidas) se acoplan por igual en cada una de las entradas del sistema, producen una tensión en modo común y por ello, conviene un CMRR elevado para reducir sus efectos. Las interferencias acopladas en modo diferencial se amplifican igual que la señal de interés y para reducir sus efectos hay que filtrar paso-bajo y/o apantallar el sistema de medida (Pallás-Areny y Webster, 1999).

3.3.1.6 Margen dinámico

El margen dinámico se define como la relación entre el margen de medida y la resolución del sistema (Pallás-Areny y Webster, 1999), cuya expresión en decibelios para medidas de tensión es:

$$MD = 20 \lg \frac{\text{Márgen de medida}}{\text{Resolución}} \quad (3-18)$$

El margen de medida depende, en nuestro caso, de la magnitud de las fuerzas generadas en cada latido y de la sensibilidad estática de la báscula, mientras que la resolución está limitada por la tensión de ruido (en valor eficaz) del sistema de medida. Con (3-18) se puede calcular el margen dinámico (dB) del sistema de la figura 3.7 o de cualquiera de sus subsistemas. Para el sistema completo, la resolución puede estar limitada por el conversor analógico-digital (ADC).

3.3.2 Sistema de medida mediante detección coherente

El sistema de medida en banda base trabaja en un margen de frecuencias donde el ruido es elevado y depende de la frecuencia. A frecuencias superiores, el ruido es blanco y se puede reducir eligiendo anchos de banda estrechos.

Con la detección coherente se trabaja a una frecuencia alejada de la zona del ruido $1/f$ y con un ancho de banda reducido sin afectar a la señal de interés (Blair y Sydenham, 1975). Esto resulta idóneo para el tratamiento de señales de muy poca amplitud, como son las obtenidas con células de carga; alimentando éstas con una tensión alterna, se obtiene una tensión de salida modulada en amplitud por las fuerzas ejercidas sobre la báscula.

En la figura 3.11 se muestra el diagrama de bloques del sistema de medida basado en detección coherente (el diagrama electrónico se presenta en el anexo 3). La tensión de excitación de la célula de carga es:

$$V_s(t) = V \cos(2\pi f_c t + \phi_c), \quad (3-19)$$

donde V es la tensión de pico de alimentación, f_c (para efectos de este estudio) es la frecuencia portadora y ϕ_c es la fase. Dicha señal se genera mediante un sistema basado en un puente Wien con control de ganancia. El sistema debe ser capaz de entregar una corriente elevada debido los bajos valores de resistencias de las galgas extensiométricas.

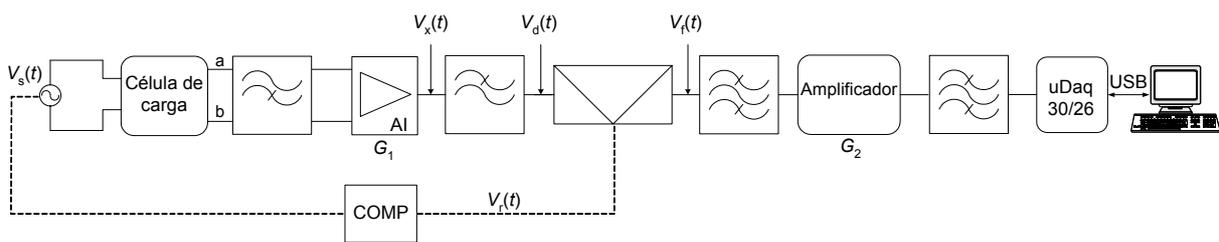


Figura 3.11. Diagrama de bloques del sistema para obtener el BCG de fuerza mediante detección coherente

Si la señal cardiaca se supone periódica, la modulación de amplitud de $V_s(t)$ debida a las fuerzas que un sujeto ejerce sobre la báscula es:

$$V_{a-b}(t) = |H_b| X(t) V_s(t) = |H_b| \left[X_0 + \sum_{m=1}^{\infty} X_m \cos(2\pi m f_x t + \phi_x) \right] V \cos(2\pi f_c t + \phi_c), \quad (3-20)$$

donde $|H_b|$ es el módulo de la función de transferencia de la báscula (3-1), X_0 es el peso del sujeto y X_m es el armónico m-ésimo de la fuerza vertical ejercida por el corazón sobre la báscula.

3.3.2.1 Etapa frontal

La figura 3.12 muestra la configuración de la etapa frontal. La expresión (3-20) se puede interpretar como una señal modulada en amplitud con portadora no suprimida, lo cual indica que la contribución del peso no se elimina. Por tanto, hay que limitar la ganancia (G_1) para evitar que el sistema se sature; además, una G_1 grande con una f_c elevada puede exigir un amplificador de instrumentación con un producto ganancia-ancho de banda (GBP, del inglés *Gain Bandwidth Product*) elevado.

Un amplificador que se adapta a las necesidades del sistema es el AD8221 (*Analog Devices*). Para $G = 1000$ tiene un GBP = 15 kHz y un CMRR superior a 100 dB a 10 kHz.

$f_L = (2\pi R_2 C_1)^{-1}$ se debe elegir de un valor superior a la zona $1/f$. Si R_2 es grande, una f_L elevada implica que C_1 y C'_1 deben ser pequeños. Si el valor de dichos condensadores es comparable con el de las capacitancias de entrada en modo común del amplificador de instrumentación, se reduciría el CMRR de la etapa frontal.

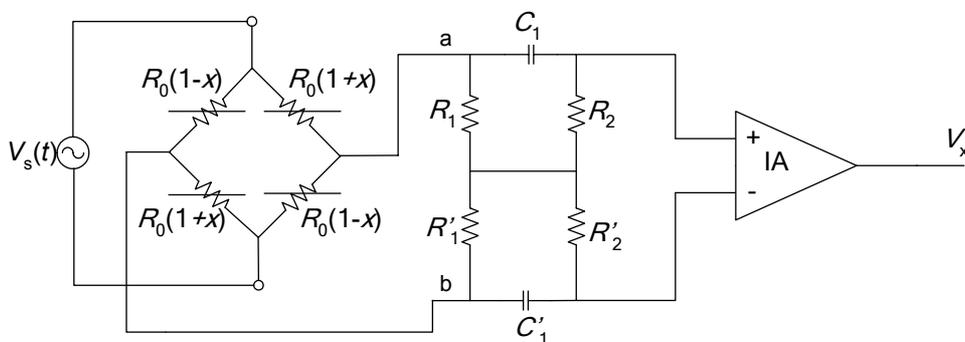


Figura 3.12. Etapa frontal del sistema de medida del BCG de fuerza mediante detección coherente

3.3.2.2 Desmodulador

La detección coherente consiste en multiplicar la señal modulada en amplitud por una señal de referencia en fase (o en cuadratura) con la señal portadora. En el sistema de la figura 3.11, la señal de referencia es una señal cuadrada, simétrica impar, de amplitud unidad y con un ciclo de trabajo del 50%; por tanto, su desarrollo en series de Fourier es:

$$V_r(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \frac{\cos 2\pi(2n+1)f_r t}{2n+1}, \quad (3-21)$$

donde $f_r = f_c$.

$V_r(t)$ tiene armónicos impares de la frecuencia fundamental f_r . Para evitar que estos armónicos degraden la calidad de la señal de interés, se debe limitar el ancho de banda antes de desmodular $V_{a-b}(t)$, lo cual se hace en la etapa frontal donde el ancho de banda esta limitado entre f_L y el GBP del amplificador.

La señal de referencia conmuta el interruptor del amplificador mostrado en la figura 3.13 que actúa como desmodulador (amplificador de ganancia conmutada de ± 1).

Cuando el interruptor está en la posición 1:

$$V_d(t) \approx V_x(t)$$

Cuando el interruptor está en la posición 2:

$$V_d(t) \approx -V_x(t)$$

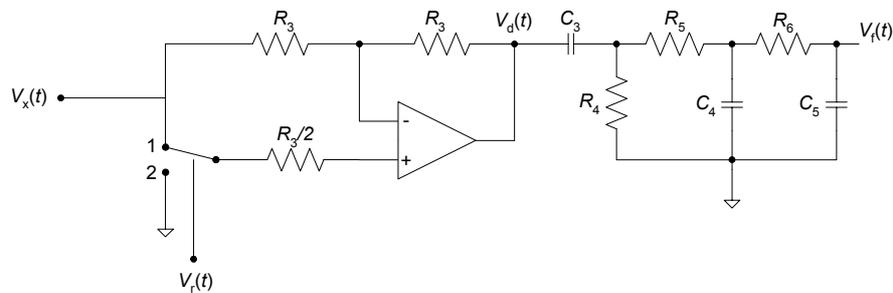


Figura 3.13. Amplificador de ganancia conmutada (+1 o -1) utilizado como desmodulador con un filtro paso-banda conectado a la salida

Para $n = 0$ en (3-21), $V_d(t)$ será:

$$V_d(t) = \frac{2V}{\pi} G_1 |H_b| X(t) [\cos(2\pi(f_r - f_c)t - \phi_c) + \cos(2\pi(f_r + f_c)t + \phi_c)] \quad (3-22)$$

Si $f_c = f_r$, resulta:

$$V_d(t) = \frac{2V}{\pi} G_1 |H_b| X(t) [\cos(-\phi_c) + \cos(2\pi 2f_c t + \phi_c)] \quad (3-23)$$

Para $n > 0$ en (3-21), la multiplicación de $V_x(t)$ por $V_r(t)$ produce componentes ubicadas en $2f_c$, $4f_c$, y así sucesivamente. Estas componentes, así como los armónicos superiores de la señal cardiaca, se eliminan con un filtro pasivo paso-bajo de segundo orden a la salida del desmodulador con un factor de amortiguamiento $\zeta = 1$. La componente del peso (X_0) se elimina mediante un filtro pasivo paso-alto (C_3 - R_4) de primer orden para no limitar el margen dinámico de la siguiente etapa. Hecho esto, si el filtro paso-alto no carga al paso-bajo, la señal que se obtiene es:

$$V_f(t) = |H_b| G_1 \frac{2V}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} X_m \cos(2\pi m f_x t + \phi_x) \cos \phi_c \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_L}{m f_x}\right)^2}} \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \left(\frac{m f_x}{f_{nH}}\right)^2\right)^2 + \left(\frac{2m f_x}{f_{nH}}\right)^2}}, \quad (3-24)$$

cuya amplitud depende de las características estáticas y dinámicas de la báscula (H_b), de la tensión de alimentación (V), de la ganancia de la etapa frontal (G_1) y de las fuerzas generadas en cada latido (X_m). El espectro de $V_f(t)$ se muestra en la figura 3.14, donde f_L es la frecuencia de corte del filtro paso-alto de primer orden y f_{nH} es la frecuencia natural del filtro paso-bajo de segundo orden.

3.3.2.3 Etapa de salida

Las desmodulación atenúa a la señal de interés por un factor $1/\pi$. Para ajustar los niveles de tensión al margen de entrada del sistema de adquisición de datos (ver el apartado 3.5), se utiliza un amplificador no-inversor con ganancia G_2 (figura 3.11). Para reducir las interferencias residuales de 50 Hz y el ancho de banda de ruido, se coloca un filtro paso-bajo pasivo de primer orden a la salida de esta etapa. En cascada con este filtro, se coloca un filtro paso-alto pasivo de primer orden para eliminar la componente en continua de salida.

3.3.2.4 Estimación del ruido del sistema

(a) Modelo teórico

En el sistema de la figura 3.11, la primera etapa consiste en la etapa frontal, el desmodulador y el filtro paso-bajo conectado a la salida de éste, el cual determina el ancho de banda equivalente. Esta etapa trabaja en una zona alejada del ruido $1/f$ y con un ancho de banda equivalente reducido. En el apéndice 2 se demuestra que a altas frecuencias, la mayor contribución al ruido del sistema de la figura 3.12 proviene de la tensión de ruido del amplificador de instrumentación (e_n). Esto permite suponer una baja contribución de ruido si se elige un amplificador con baja e_n ; no obstante, si G_1 es elevada, la contribución de ruido a la salida de esta etapa puede ser comparable con el ruido de entrada de la segunda etapa de amplificación. Esta última trabaja en banda base, donde la contribución de ruido es elevada. El ruido del desmodulador se considera despreciable, ya que trabaja a frecuencias elevadas, con un ancho de banda reducido y con ganancia ± 1 .

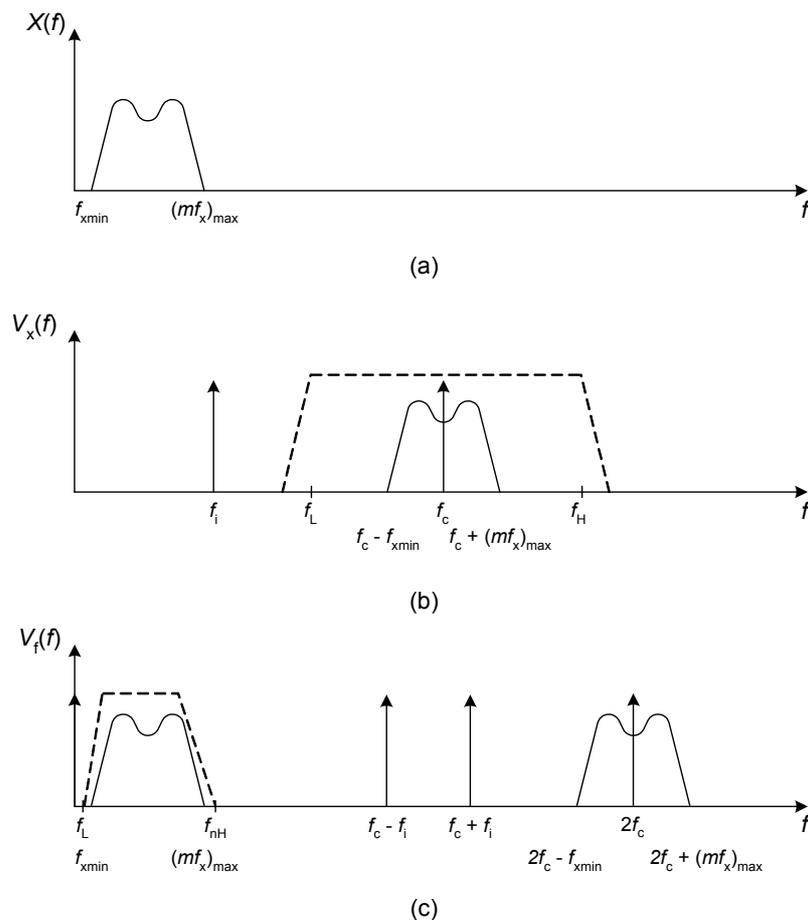


Figura 3.14. Espectro de la señal de interés (a) y los respectivos cambios en el espectro debidos a la modulación en AM (b), desmodulación y filtrado (c)

Para calcular la potencia de ruido a la salida del filtro posterior al desmodulador, primero se calcula la densidad espectral de potencia de ruido a la salida de la etapa frontal ($e_{no1}^2(f)$) siguiendo el mismo procedimiento que para la etapa frontal del sistema de medida en banda base. Posteriormente, $(e_{no1}^2(f))$ se integra en un ancho de banda (BW) reducido alrededor de la frecuencia portadora (f_c):

$$E_{no1}^2 = \int_{f_c - BW/2}^{f_c + BW/2} e_{no1}^2(f) df, \quad (3-25)$$

El modelo de ruido de la etapa de salida se muestra en la figura 3.15. La densidad espectral de ruido de un amplificador no-inversor ha sido calculada por Pallás-Areny y Webster (1999) mediante:

$$e_{no2}^2 \approx \left(1 + \frac{R_8}{R_7}\right)^2 (e_n^2 + e_{teq}^2 + i_n^2 R_{eq}^2) + \left(\frac{R_8}{R_7}\right)^2 (e_{t7}^2 + e_{t8}^2 + i_n^2 R_8^2), \quad (3-26)$$

donde $i_n = i_{n1} = i_{n2}$, $e_n^2 = e_{n1}^2 + e_{n2}^2$ y R_{eq} es la resistencia equivalente del filtro paso-bajo de segundo orden de la etapa previa. Si R_{eq} es elevada, conviene, pues, elegir un amplificador con baja corriente de ruido.

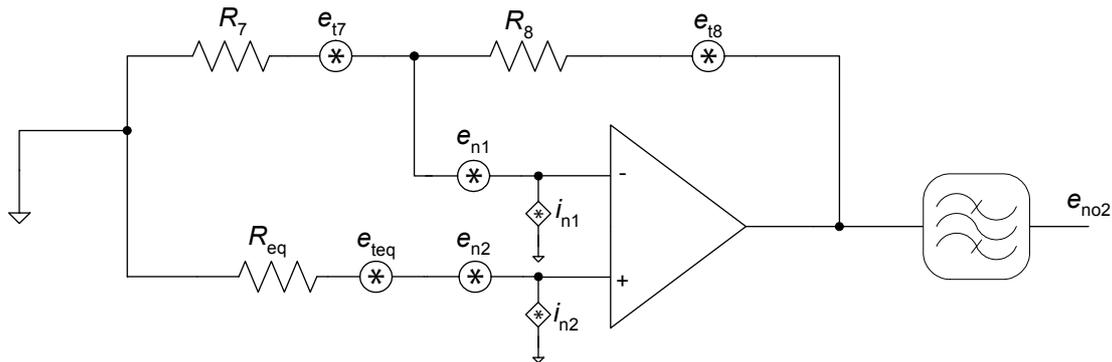


Figura 3.15. Modelo de ruido de la etapa de salida del sistema de medida de la figura 3.11

Para calcular la potencia de ruido a la salida del amplificador no-inversor (E_{no2}^2), hay que integrar (3-26) en el margen de frecuencias de trabajo.

La potencia total de ruido a la salida del sistema de la figura 3.11 es:

$$E_{no}^2 = \frac{1}{\pi^2} E_{no1}^2 G_2^2 + E_{no2}^2 \quad (3-27)$$

donde el factor $1/\pi$ se debe a la atenuación introducida por el desmodulador.

(b) *Estimación experimental*

El procedimiento para medir el ruido del sistema de la figura 3.11 es el mismo que se describe en el apartado 3.3.1.4b, pero hay que tener en cuenta que durante la medida, el interruptor del desmodulador conmuta en sincronismo con la señal de excitación de las galgas.

3.3.2.5 Interferencias

Al igual que en el sistema de medida en banda base, un CMRR elevado reduce la contribución de interferencias que se acoplan en modo común. En cuanto a las interferencias en modo diferencial, trabajar lejos de banda base reduce la contribución de las interferencias de 50 Hz. En la figura 3.14 se muestra que si una interferencia de frecuencia f_i se añade a la señal de interés (la portadora modulada), ambas señales se desmodulan, por lo que el producto con la señal de referencia con frecuencia $f_r = f_c$, da origen a una componente ubicada en $f_c - f_i$ y otra en $f_c + f_i$. La primera de estas dos componentes es la más próxima a la información recuperada y se rechaza gracias al SMRR del sistema. Para el sistema de la figura 3.11, donde se ha dispuesto un filtro paso-bajo de segundo orden a la salida del amplificador de ganancia conmutada, $V_d(t)$ debido a una señal de interferencia, $V_i(t) = V_i \cos(2\pi f_i t + \phi_i)$, será:

$$|V_d(f_i)| = \frac{2}{\pi} \frac{V_i}{1 + \left(\frac{f_c - f_i}{f_{nH}} \right)^2}, \quad (3-28)$$

donde V_i es la tensión de pico de la señal de interferencia.

V_d a la frecuencia de la portadora es:

$$|V_d(f_c)| = \frac{2V_i}{\pi} \quad (3-29)$$

Aplicando la definición del SMRR, se obtiene:

$$\text{SMRR} = 20\lg\left|\frac{V_d(f_c)}{V_d(f_i)}\right| \approx 20\lg\left(\frac{f_c - f_i}{f_{\text{nH}}}\right)^2 \approx 40\lg\left(\frac{|f_c - f_i|}{f_{\text{nH}}}\right) \quad (3-30)$$

lo cual es válido siempre que $f_c \gg f_i$.

El filtro paso-banda en la etapa frontal está limitado entre f_L y f_H ; si una interferencia tiene una frecuencia $f_i < f_L$ (ver la figura 3.14b), (3-30) se puede reescribir como:

$$\text{SMRR} \approx 20\lg\left(\frac{f_L}{f_i}\right) + 40\lg\left[\left(\frac{|f_c - f_i|}{f_{\text{nH}}}\right)\right], \quad (3-31)$$

lo cual es válido, si y sólo si, $f_i \ll f_L$ (ver el apéndice 4). Aquí se demuestra que el SMRR aumenta cuando se rechaza la interferencia antes de desmodular, y cuando se utiliza un filtro paso-bajo de segundo orden a la salida del desmodulador.

3.4 Artefactos de movimiento

La elevada ganancia de los sistemas descritos anteriormente amplifica las mínimas variaciones de fuerza debidas al latido. Sin embargo, igualmente se amplifican las fuerzas generadas por movimientos involuntarios, que por muy leves que sean, pueden degradar la SNR de la señal de salida. Este efecto es una interferencia debida al sujeto y puede enmascarar los máximos del BCG de fuerza, lo que dificultaría la estimación de la frecuencia cardiaca. En el apéndice 4 se analiza la contribución de este tipo de interferencias, las cuales se pueden reducir mediante filtrado siempre y cuando no estén dentro del mismo margen de frecuencias de la señal de interés.

Aunque la calidad de la señal no depende de la posición relativa entre el sensor y la zona de medida, sí que depende de que el sujeto se mantenga quieto y erguido durante el registro del BCG de fuerza. Debido a esto, esta técnica puede resultar poco eficiente en medidas prolongadas o en sujetos que sufran temblores o con dificultades para mantenerse erguidos.

3.5 Sistema de adquisición de datos

Todos los datos obtenidos con los sistemas de las figuras 3.7 y 3.11 se guardan en un ordenador para un posterior procesamiento. Para ello se utiliza una tarjeta de adquisición de datos USB 30/26 μ DAQ de *EAGLE* de 14 bit, 1 M Ω de impedancia de entrada, ganancia unidad y frecuencia de muestreo de 500 Hz, controlada mediante un programa desarrollado en LabView™.

3.6 Protocolo de medida

El BCG de fuerza se ha obtenido en 20 voluntarios (6 mujeres y 14 hombres) cuyas características físicas y anatómicas básicas eran: (media \pm desviación estándar) edad = 39 años \pm 13 años, peso = 74 kg \pm 12 kg, altura = 1,72 m \pm 0,10 m. Para registrar el BCG de fuerza, cada sujeto se ha colocado de pie sobre la báscula de igual forma que lo haría para pesarse. Simultáneamente, se ha registrado el ECG (derivación I) usando un sistema de construcción propia. Para observar la repetibilidad del método se han realizado cinco medidas a cada sujeto, en unos casos descalzos y en otros con calzado.

Posteriormente, 5 de los 20 voluntarios realizaron ejercicios en una bicicleta estática durante cinco minutos. Acto seguido, se han subido a la báscula para registrar el BCG de fuerza y determinar la capacidad de la técnica para detectar cambios en la actividad cardiaca.

3.7 Resultados y discusión

En el sistema de medida en banda base, tanto la célula de carga como la electrónica se han alimentado con una tensión continua de $\pm 4,5$ V. Como la contribución del peso se elimina en la entrada del amplificador de instrumentación, la ganancia de la etapa frontal se ha elegido $G_1 = 1000$ sin que el sistema se sature; dicha ganancia es la máxima permitida por el AD8221. $f_L = 0,1$ Hz, suficiente para no degradar las componentes de bajas frecuencias del BCG de fuerza. Según (3-10), si un sujeto de 92 kg de pie sobre la báscula #3 (a 180 latidos/minuto) genera una fuerza por latido de 6 N, la tensión de salida de esta etapa sería de 110 mV (mejor caso). Todas las resistencias de la etapa frontal se han elegido de 1 M Ω para obtener un error máximo por efecto de carga del 0,1 %.

Para evitar que los máximos del BCG saturen la segunda etapa de amplificación, se ha elegido $G_2 = 75$, suficiente para adaptar los niveles de tensión al margen de entrada del

sistema de adquisición de datos. Esto hace que la ganancia total ($G_1 \times G_2$) sea de 75×10^3 , no obstante, la atenuación de los filtros y la tolerancia de los componentes pasivos que definen la ganancia, hacen que ($G_1 \times G_2$) sea 69×10^3 .

Para el filtro paso-bajo conectado a la salida de la etapa frontal se ha elegido una frecuencia de corte de 10 Hz, suficiente para dejar pasar las componentes principales del BCG y atenuar las interferencias de 50 Hz unos 14 dB.

Tabla 3.3. Potencia de cada una de las fuentes de ruido en las entradas del amplificador de instrumentación de la etapa frontal del sistema de medida en banda base

Potencia de ruido (V^2) Fuente de ruido	E_3^2	E_4^2
$E_{ts}^2 (V^2)$	$1,2 \times 10^{-16}$	$4,9 \times 10^{-19}$
$E'_{ts}{}^2 (V^2)$	$4,9 \times 10^{-19}$	$1,2 \times 10^{-16}$
$I_{n1}^2 (A^2)$	$2,5 \times 10^{-13}$	$9,3 \times 10^{-15}$
$I_{n2}^2 (A^2)$	$9,3 \times 10^{-15}$	$2,5 \times 10^{-13}$
$E_{t1}^2 (V^2)$	$3,6 \times 10^{-16}$	$2,3 \times 10^{-20}$
$E'_{t1}{}^2 (V^2)$	$2,3 \times 10^{-20}$	$3,6 \times 10^{-16}$
$E_{t2}^2 (V^2)$	$1,6 \times 10^{-15}$	$1,6 \times 10^{-15}$
$E'_{t2}{}^2 (V^2)$	$1,6 \times 10^{-15}$	$1,6 \times 10^{-15}$
$E_n^2 (V^2)$	$1,5 \times 10^{-15}$	0

En la tabla 3.3 se muestra la potencia de cada una de las fuentes de ruido de la etapa frontal del sistema de medida de la figura 3.7. Para ello, la densidad espectral de cada fuente de ruido se ha integrado en un margen de frecuencias comprendido entre $f_L = 0,1$ Hz y $f_H = 10$ Hz. Según la tabla 3.3, la mayor contribución proviene de las corrientes de ruido del amplificador, sin embargo, la tensión de ruido medida ha sido de 8 mV de valor eficaz referida a la salida, mucho menor que la contribución de las corrientes i_{n1} e i_{n2} . Según (3-15), esto indica que puede haber una cierta correlación entre estas corrientes que hace que su contribución a la salida se reduzca. Con esta tensión de ruido, la SNR = 29 dB (mínimo) en los picos del BCG de fuerza, suficiente para estimar la frecuencia cardiaca mediante técnicas de procesamiento de señal simples. Según (3-18), el margen dinámico de la señal es de 60 dB, inferior al del sistema de adquisición de datos.

En la figura 3.16 se muestra el BCG de fuerza de un sujeto de pie y con calzado sobre la báscula #3. Esta señal se ha registrado de forma invertida para mostrar una señal similar a la

descrita por Ty Smith (1974); por tanto, una deflexión negativa representa un incremento de fuerza (fuerza en dirección caudal), mientras que una deflexión positiva representa un decremento de fuerza (fuerza en dirección craneal). Los máximos del BCG se han obtenido durante el final de la sístole ventricular debido una mayor fuerza en dirección craneal. Dicha señal se ha obtenido latido a latido con el sistema de la figura 3.7 sin necesidad de un procesamiento de señal adicional. La línea base se ha mantenido estable siempre y cuando el sujeto estuviese quieto durante la medida; no obstante, se observan unas fluctuaciones en los máximos que pueden tener relación con la respiración. El retardo entre los complejos QRS del ECG y los máximos del BCG, se debe a la diferencia temporal entre la despolarización ventricular y el descenso de la sangre por la aorta descendente.

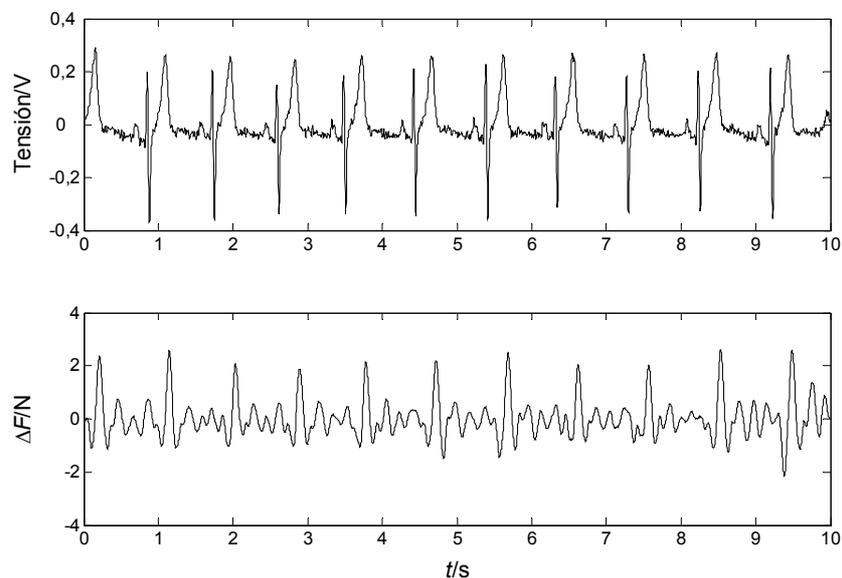
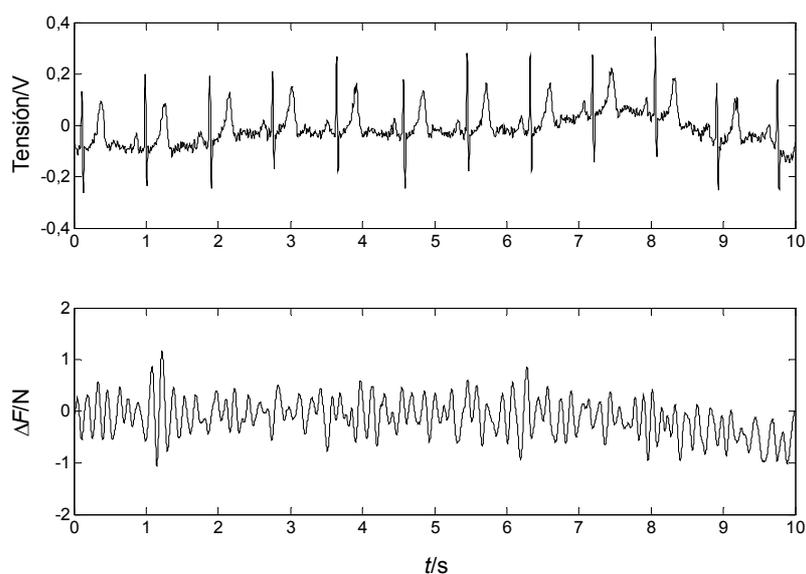


Figura 3.16. ECG (superior) y BCG de fuerza (inferior) de un sujeto con calzado (hombre, 23 años, 92 kg, 1,94 m) de pie sobre la báscula #3. BCG registrado mediante el sistema de medida en banda base

La amplitud del BCG depende, no sólo de la sensibilidad del sistema de medida y de la interfaz mecánica, sino también de la fuerza en cada latido. En la tabla 3.4 se presenta la media y la desviación estándar de la magnitud de las fuerzas registradas al final de la sístole ventricular en 17 voluntarios. Estos valores se han estimado a partir de las expresiones (3-12) y (3-13), según sea el caso, para una frecuencia cardiaca de 180 latidos/minuto. Al analizar los datos de la tabla 3.4, se observa que no existe una relación directa entre la magnitud de la fuerza ejercida durante el latido y la contextura del sujeto.

Tabla 3.4. Magnitudes de fuerza registrada en cada voluntario al final de la sístole ventricular

n	Sexo	Edad	Peso/kg	Altura/m	Fuerza al final de la sístole ventricular/N	
					Media	Desv. est.
1	M	29	60	1,68	1,26*	0,23
2	F	22	53	1,60	3,98*	1,01
3	F	23	65	1,70	4,77	0,73
4	M	33	80	1,69	3,25	1,03
5	M	29	72	1,80	1,31	0,21
6	M	39	78	1,73	3,71*	1,02
7	M	25	83	1,70	0,99	0,34
8	M	34	92	1,78	4,63	0,74
9	M	35	79	1,79	3,56	0,96
10	M	30	80	1,8	1,47	0,25
11	M	23	92	1,94	2,83*	0,53
12	M	30	83	1,80	4,35*	0,79
13	M	47	74	1,83	2,14	0,25
14	F	57	73	1,59	1,35	0,34
15	F	48	63	1,59	1,37	0,41
16	M	54	65	1,63	2,24	0,34
17	F	49	63	1,61	1,00	0,27

***Deportistas****Figura 3.17.** Artefactos de movimiento en el BCG de fuerza de un sujeto con calzado (mujer, 56 años, 55 kg, 1,56 m) de pie sobre la báscula #3. El ECG (superior) muestra como la presencia del latido queda enmascarada en el BCG de fuerza debido a los artefactos

De los 20 voluntarios, tres han presentado un BCG de fuerza distorsionado, del cual ha sido imposible estimar las fuerzas generadas durante la sístole ventricular. Dos de ellos se han mostrado inquietos durante la medida, haciendo que los artefactos de movimiento enmascaren las componentes principales del BCG (figura 3.17). En un tercer voluntario (63 años) se ha obtenido el BCG mostrado en la figura 3.18. A pesar de que se ha mantenido quieto durante la prueba, no se han apreciado los máximos relacionados con la sístole ventricular, probablemente debido a alguna irregularidad en el sistema cardiovascular. Incluso utilizando la transformada rápida de Fourier (FFT), ha sido difícil identificar la componente de la frecuencia cardiaca, ya que su potencia era menor que la de otras componentes frecuenciales (figura 3.19).

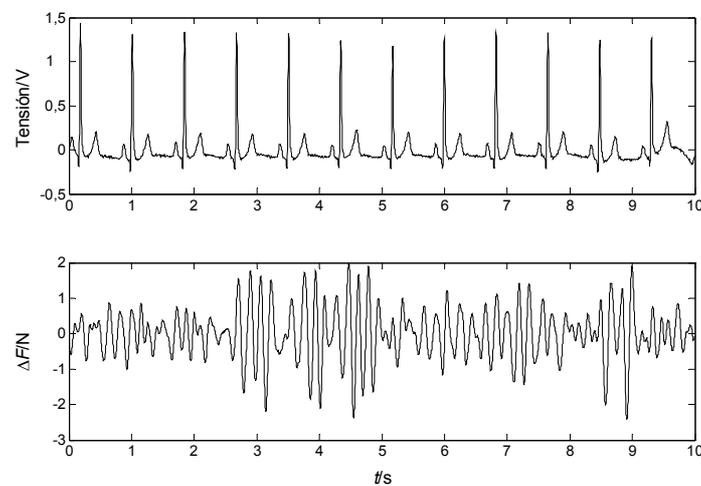


Figura 3.18. ECG (superior) y BCG de fuerza (inferior) de un sujeto con calzado (hombre, 63 años, 88 kg, 1,73 m) de pie sobre la báscula #3. En el BCG hay una ausencia de los picos característicos durante la sístole ventricular

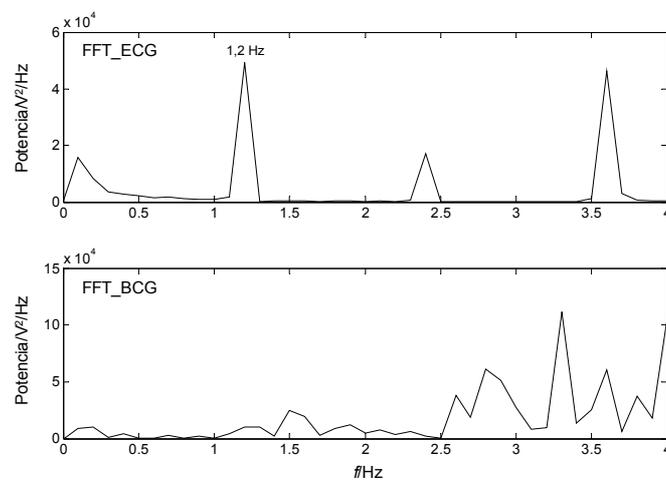


Figura 3.19. FFT del ECG (superior) y del BCG (inferior) de la figura 3.18. En la FFT del BCG predominan otras componentes que no están relacionadas con la frecuencia cardiaca (1,2 Hz)

En la figura 3.20 se muestra el BCG de un mismo sujeto en reposo y después de cinco minutos de ejercicios en una bicicleta estática. El aumento del gasto cardiaco se ve reflejado en un aumento de la frecuencia cardiaca y en la magnitud de las fuerzas al final de la sístole ventricular. Por otra parte, hay una mayor variación en los máximos del BCG debidos a una respiración más profunda. Esto demuestra la posibilidad de la técnica para detectar cambios en la actividad cardiaca de un sujeto provocados por un esfuerzo físico; previsiblemente también puedan detectarse cambios debidos a alguna patología.

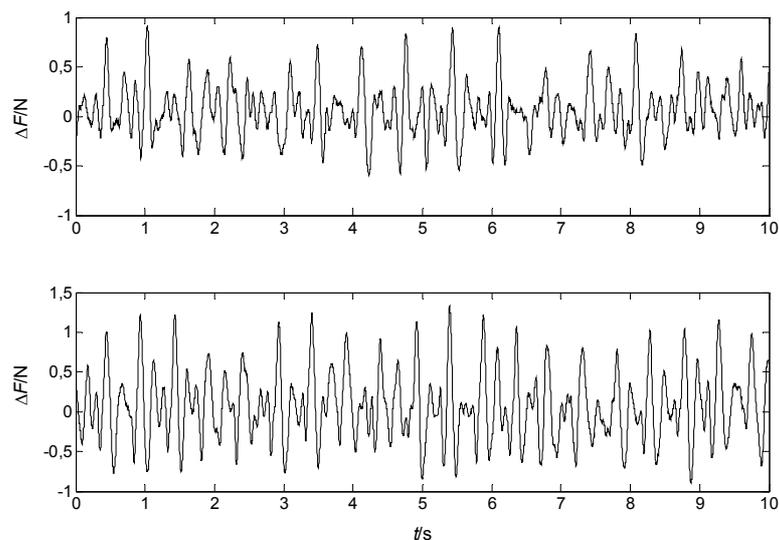


Figura 3.20. BCG de un sujeto descalzo (hombre, 29 años, 72 kg, 1,8 m) en reposo (superior) y después de 5 minutos de ejercicios en una bicicleta estática (inferior). Báscula #2

En cada báscula se ha obtenido un BCG bastante claro, lo cual se aprecia en la figura 3.21 para un mismo sujeto cuyo BCG ha sido registrado en tiempos distintos. Las amplitudes de la señal son distintas (obsérvese la diferencia de escala en los ejes verticales de la primera y la última gráfica), lo que demuestra que la SNR del BCG depende de la sensibilidad estática de la báscula. Las diferencias en la forma de onda se deben a las diferentes respuestas dinámicas de cada báscula; aún así, en los tres casos se distinguen claramente los máximos del BCG de fuerza.

La calidad de las señales mostradas en las figuras 3.16 y 3.21 demuestran las bondades del sistema de medida en banda base; no obstante, con el sistema de medida mediante detección coherente, se obtienen algunas mejoras.

En el sistema de la figura 3.11, la célula de carga se ha alimentado con una señal sinusoidal, mientras que el resto de la electrónica se ha alimentado con una tensión continua de $\pm 4,5$ V. La tensión pico de $V_s(t)$ se ha elegido de 2 V para evitar la saturación del sistema;

$f_c = 5$ kHz, suficiente para trabajar fuera de la zona del ruido $1/f$ del amplificador de la etapa frontal.

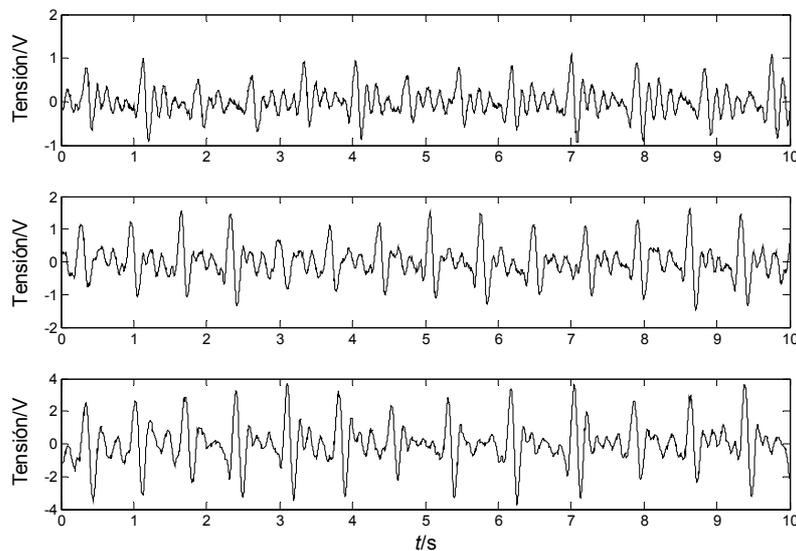


Figura 3.21. BCG de fuerza de un mismo sujeto con calzado (hombre, 30 años, 83 kg, 1,8 m) de pie sobre la báscula #1 (superior), báscula #2 (medio) y báscula #3 (inferior)

La máxima excursión a la salida del AD8221 era de 6,6 V ($V_{CC} = \pm 4,5$ V). Según (3-8), una fuerza de 902 N (sujeto más pesado de los 20 voluntarios) produce una tensión de salida de 6 mV (báscula #3), por lo que se puede elegir $G_1 = 1000$ sin que el sistema se sature. Para reducir la contribución de los armónicos de $V_r(t)$, en la etapa frontal se ha limitado el ancho de banda entre $f_L = 250$ Hz y la frecuencia de corte del amplificador de instrumentación para esta ganancia (15 kHz). Para ello, todas las resistencias de la red de acoplamiento se han elegido de 100 k Ω y los condensadores de 6,8 nF, todos con 5 % de tolerancia. Según (2-10), esto supone una resistencia en modo diferencial de 100 k Ω y un error máximo por efecto de carga de 0,8 %.

A la salida del desmodulador se ha elegido una frecuencia de corte paso-alto de 0,1 Hz para eliminar la componente del peso y los errores de cero. Para reducir la contribución del ruido de alta frecuencia y de las componentes $2f_c$, $4f_c$, etc., se ha elegido $f_{nH} = 10$ Hz.

En la segunda etapa de amplificación se ha elegido $G_2 = 220$, lo suficientemente elevada para adaptar los niveles de tensión al margen de entrada del sistema de adquisición de datos. Aunque $(G_1 \times G_2) = 220 \times 10^3$, la ganancia total ha sido de 50×10^3 , debido a la atenuación del desmodulador, la atenuación de los filtros y la tolerancia de los componentes pasivos que definen la ganancia del sistema. Como la célula de carga se ha alimentado con una tensión

menor (4 V de pico a pico), la sensibilidad de este sistema ha sido menor que la del sistema de medida en banda base.

En la tabla 3.5 se presenta la potencia de cada una de las fuentes de ruido de la etapa frontal del sistema de la figura 3.11. Comparando estos valores con los presentados en la tabla 3.3, se observa que el nivel de ruido es menor cuando se trabaja a altas frecuencias, además, la mayor contribución proviene ahora de e_n . Una ganancia G_2 elevada hace que la etapa de salida tenga una contribución de ruido importante, sobre todo porque trabaja en banda base. Dicha contribución se ha reducido con una frecuencia de corte paso-bajo $f_H = 10$ Hz, que también reduce la contribución de interferencias de 50 Hz. Para $G_1 = 1000$ y $G_2 = 220$, se ha calculado una tensión de ruido referida a la salida de 2 mV de valor eficaz, bastante similar a los 3 mV obtenidos en las pruebas experimentales.

Tabla 3.5. Potencia de cada una de las fuentes de ruido en las entradas del amplificador de instrumentación de la etapa frontal del sistema de medida mediante detección coherente

Potencia de ruido (V^2) Fuente de ruido	E_3^2	E_4^2
E_{ts}^2 (V^2)	$1,2 \times 10^{-16}$	$7,6 \times 10^{-20}$
$E'_{ts}{}^2$ (V^2)	$7,6 \times 10^{-20}$	$1,2 \times 10^{-16}$
I_{n1}^2 (A^2)	$3,7 \times 10^{-19}$	$6,2 \times 10^{-23}$
I_{n2}^2 (A^2)	$6,2 \times 10^{-23}$	$3,7 \times 10^{-19}$
E_{t1}^2 (V^2)	$2,6 \times 10^{-18}$	$2,3 \times 10^{-19}$
$E'_{t1}{}^2$ (V^2)	$2,3 \times 10^{-19}$	$2,6 \times 10^{-18}$
E_{t2}^2 (V^2)	2×10^{-17}	2×10^{-17}
$E'_{t2}{}^2$ (V^2)	2×10^{-17}	2×10^{-17}
E_n^2 (V^2)	$6,4 \times 10^{-16}$	0

En el sistema de medida mediante detección coherente el ruido ha sido menor, pero también la sensibilidad, lo cual explica que con ambos sistemas se haya obtenido una SNR de 29 dB (mínima) en los picos del BCG. Esto se muestra en la figura 3.22, donde se observa una diferencia en los ejes verticales en las señales obtenidas de un mismo sujeto en instantes distintos. El margen dinámico de la señal en el sistema de medida de detección coherente ha sido de 69 dB.

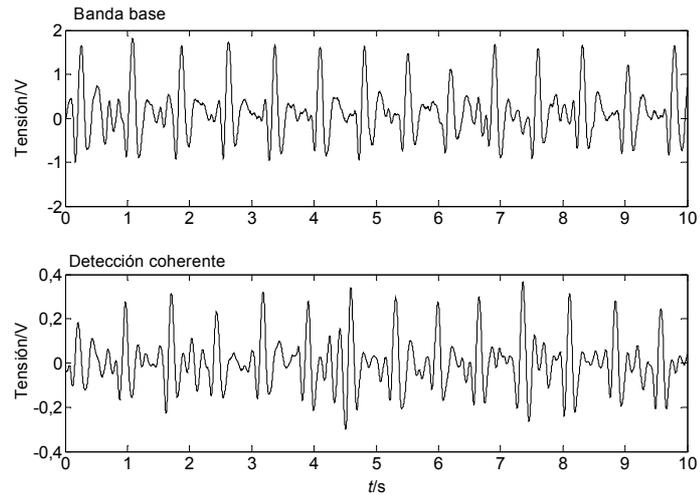


Figura 3.22. BCG de fuerza de un mismo sujeto con calzado (hombre, 30 años, 80 kg, 1,8 m) obtenido mediante medidas en banda base (superior) y mediante detección coherente (inferior). Báscula #3

Con la detección coherente el rechazo a las interferencias en modo serie ha sido de 122 dB (teórico), gracias al hecho de trabajar a 5 kHz y a filtrar paso-banda antes de desmodular. En cambio, en el sistema de medida en banda base el rechazo a las interferencias en modo serie ha sido de 14 dB debido al filtro paso-bajo de salida. Acercando un cable de alimentación a las entradas de la etapa frontal de ambos sistemas, en la figura 3.23 se muestra cómo la detección coherente reduce las interferencias de 50 Hz 41 dB más que las medidas en banda base; también se observa la diferencia en los niveles de ruido. En cuanto a las interferencias causadas por el sujeto, los efectos en ambos sistemas han sido los mismos.

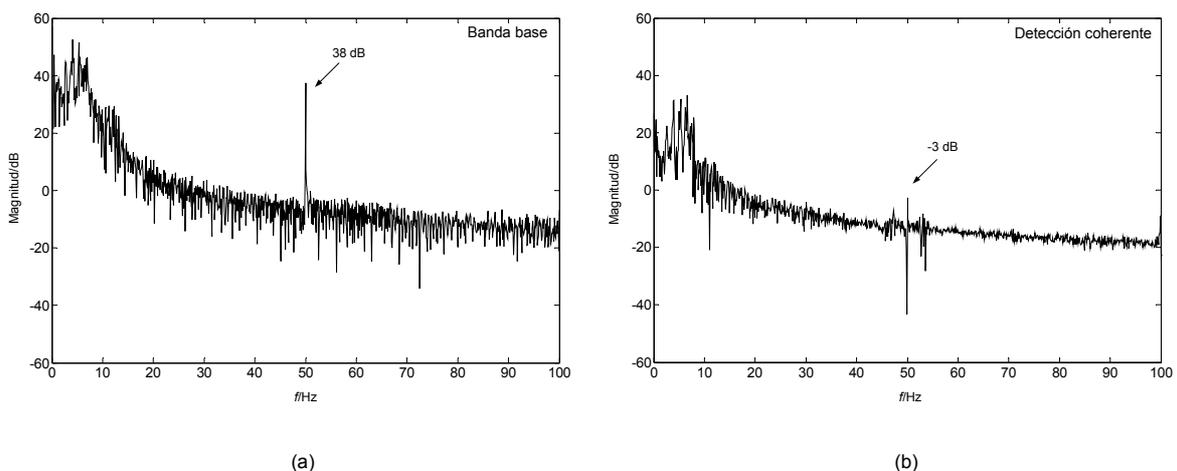


Figura 3.23. FFT del BCG de fuerza de un mismo sujeto adquirido con el sistema de medida en banda base (a) y mediante detección coherente (b)

En la figura 3.24 se muestra la señal de pulso obtenida a partir del BCG de fuerza mediante el algoritmo de umbral adaptativo descrito en el apartado 2.3.7. Con esta señal se puede estimar la frecuencia cardiaca a partir de los intervalos de tiempo de los segmentos RR. Siempre que no haya falsos positivos y/o negativos, el error en la detección de los máximos depende de la frecuencia de muestreo, que en este caso es de 500 Hz, es decir, un error en el segmento RR de ± 2 ms.

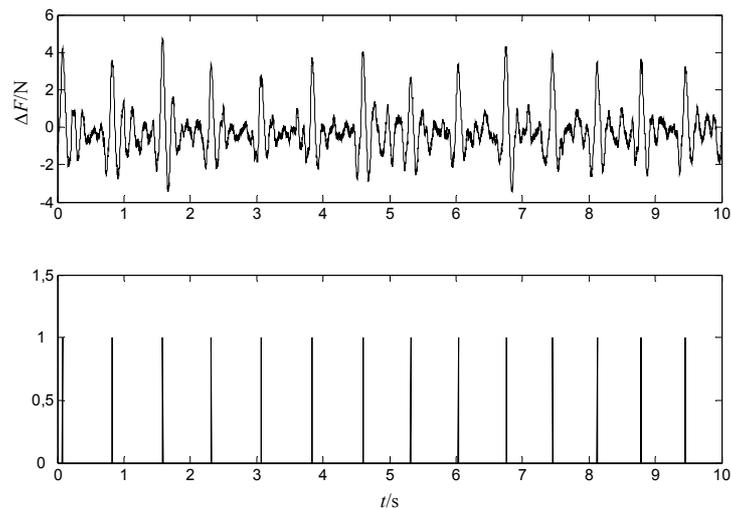


Figura 3.24. BCG de fuerza (superior) de un sujeto descalzo (mujer, 23 años, 65 kg, 1,7 m) de pie sobre la báscula #2. Señal de pulso (inferior) obtenida del BCG de fuerza usando un algoritmo de umbral adaptativo; cada pulso coincide con un máximo del BCG de fuerza

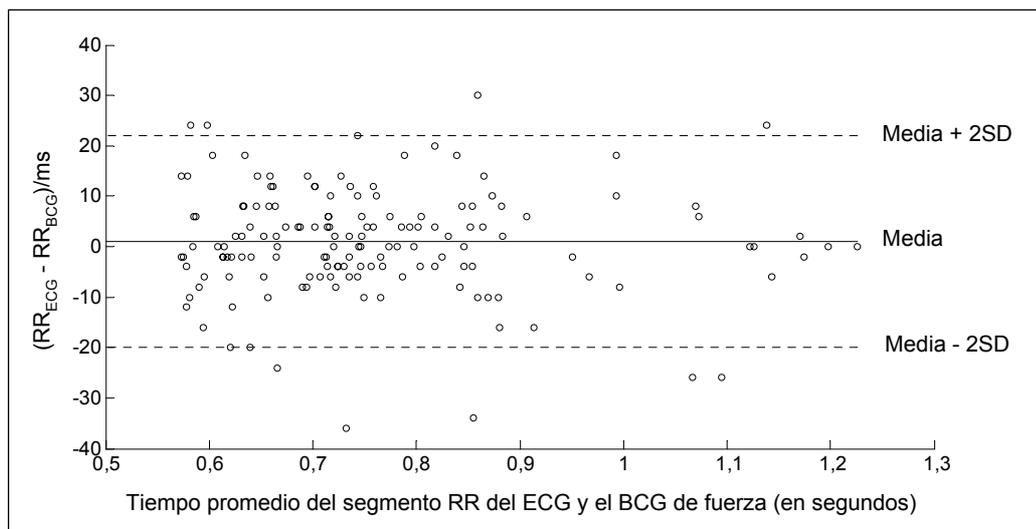


Figura 3.25. Figura Bland-Altman del intervalo de tiempo del segmento RR del ECG y el BCG de fuerza (latido a latido) de 17 voluntarios

Aunque la figura 3.16 revela que indudablemente se obtiene una señal procedente de la actividad cardiaca, para validar esta técnica se han comparado los intervalos de tiempo de los segmentos RR del BCG de fuerza y el ECG mediante el método estadístico propuesto por Bland y Altman (1986). En la figura 3.25 se muestra el resultado obtenido en 17 de los 20 voluntarios, donde se observa un sesgo de 0,1 ms y un intervalo de confianza del 95 % (2SD, SD: *standard deviation*) de ± 21 ms. Este último valor se debe a la dificultad que tiene el algoritmo para detectar los máximos en aquellas señales distorsionadas. Aún así, si este intervalo de confianza se considera como el error máximo, dicho valor es menor al que se obtiene en algunos medidores de frecuencia cardiaca comerciales (Laukkanen y Virtanen, 1998).

3.8 Conclusiones

En este capítulo se ha demostrado la posibilidad de obtener la frecuencia cardiaca mediante una báscula electrónica pesa-personas convencional. El método consiste en detectar el BCG de fuerza utilizando la misma célula de carga destinada para estimar el peso corporal, por lo que no es necesario añadir sensores a la báscula. Tampoco hace falta colocarle sensores/electrodos al sujeto, lo que simplifica el procedimiento de medida.

Las características estáticas y dinámicas de la báscula son suficientes para detectar el BCG de fuerza. Sin embargo, la baja sensibilidad estática de las células de carga y las débiles variaciones de fuerza (160 mN) requieren un sistema de medida con ganancia muy elevada y que aporte muy poco ruido. Para ello se han propuesto dos alternativas: un sistema de medida en banda base, cuya ganancia es de 69×10^3 y un margen dinámico de 60 dB, con el que se ha obtenido una SNR superior a 29 dB en los máximos del BCG, lo cual se debe, en parte, a las interferencias de 50 Hz. La otra alternativa es la medida mediante detección coherente, que reduce la contribución de las interferencias de 50 Hz 41 dB más que el sistema anterior. El ruido a la salida también se reduce, sin embargo, la desmodulación y la poca tensión que alimenta a la célula de carga, reducen la sensibilidad del sistema, de ahí que se obtenga una SNR mínima de 29 dB y un margen dinámico de 69 dB a pesar del bajo ruido. La contraparte de este sistema es que requiere una electrónica más compleja que la del sistema de medida en banda base.

En ambos sistemas, la SNR del BCG es suficiente como para estimar la frecuencia cardiaca mediante un algoritmo sencillo. No depende de ninguna interfaz electrodo-piel ya que funciona en sujetos con calzado. Depende de las características estáticas y dinámicas de la

báscula que se utilice y de que el sujeto no se mueva durante la medida, lo cual es un inconveniente en periodos de medida prolongados. Otro factor que dificulta la estimación de la frecuencia cardiaca, es un BCG distorsionado por alguna posible irregularidad en el sistema cardiovascular.

Gracias a que el BCG se obtiene latido a latido, se pueden detectar cambios en la actividad cardiaca. Igualmente, la medida puede ser tan rápida como estimar el peso de una persona, lo cual supone una alternativa para supervisar, periódicamente, la frecuencia cardiaca en entornos domésticos.

Capítulo 4

“Mide lo que sea medible y haz medible lo que no lo sea”

Galileo Galilei

4 Detección de la frecuencia respiratoria en tiempo real a partir del BCG de fuerza

La interacción cardiorrespiratoria se hace evidente en el balistocardiograma (BCG) de fuerza detectado mediante una báscula pesa-personas y se manifiesta como una modulación de amplitud de dicha señal. Por ello cabe plantearse la detección de la frecuencia respiratoria mediante la desmodulación coherente del BCG. Esto permitiría usar únicamente la báscula como interfaz para detectar la respiración, incluso en sujetos con calzado, sin necesidad de colocar sensores/electrodos en el sujeto. La técnica de desmodulación propuesta consiste en muestrear el BCG usando a la señal cardíaca como referencia. Para un BCG modulado en amplitud por la respiración, esto equivale a muestrear una señal respiratoria a la frecuencia del electrocardiograma (ECG). Para ello se genera un tren de pulsos a partir del BCG mediante un comparador de umbral adaptativo, el cual activa los interruptores de un circuito de condensadores conmutados que actúa como desmodulador. Para demostrar la factibilidad de la técnica y poner a punto el sistema de medida, primero se prueba en registros de ECG para extraer la EDR (del inglés *ECG-Derived Respiration*).

Como base teórica, se describen brevemente los efectos de la respiración sobre algunas señales cardiovasculares y las técnicas desarrolladas para estimar la función respiratoria a partir de estos efectos. Se presentan los modelos matemáticos que describen la interacción cardiorrespiratoria y el principio de medida. Se describe el diseño de la instrumentación y se analizan los factores que pueden degradar la calidad de la señal respiratoria y las limitaciones de la técnica propuesta.

4.1 Efectos de la respiración en señales cardiovasculares

La respiración produce diversos efectos sobre la función cardiaca, bien sea debido a la interacción entre el sistema nervioso central y el corazón o simplemente debido a la variación mecánica del tórax. La primera interacción se refleja como un cambio en la frecuencia cardiaca durante el ciclo respiratorio. La segunda afecta a la actividad mecánica del corazón, lo cual se refleja como cambios de amplitud en algunos registros cardiovasculares. En situaciones donde no sea posible el registro directo de la respiración, ésta se puede detectar indirectamente a partir de la interacción cardiorrespiratoria (Mazzanti y col., 2003).

4.1.1 Arritmia sinorrespiratoria

Durante el ciclo respiratorio, la frecuencia cardiaca varía gracias a la activación y desactivación del sistema parasimpático (Guyton y Hall, 2000). Esto hace que la frecuencia cardiaca aumente durante la inspiración y disminuya durante la espiración. A este fenómeno se le conoce como arritmia sinorrespiratoria (en inglés, RSA) y depende del volumen respirado y de la frecuencia respiratoria. Se han desarrollado diversas técnicas de análisis en el dominio temporal y frecuencial para extraer información a partir de la RSA; sin embargo, se ha demostrado que ésta tiene poca relevancia en medidas donde la variabilidad de la frecuencia cardiaca (en inglés, HRV) se ve afectada por otros parámetros (Cammann y Michel, 2002).

La evaluación de la RSA normalmente se hace mediante un procesamiento *off line* usando complicados algoritmos de análisis de señales. En el dominio temporal se aplican técnicas estadísticas a la serie de intervalos RR (Mantaras y col., 2003). Sin embargo, estos resultados son difíciles de interpretar durante una respiración espontánea, ya que existe variabilidad tanto en la frecuencia cardiaca como en la respiratoria (Kotani y col., 2000). En el dominio de la frecuencia se han propuesto técnicas basadas en análisis espectral, pero sus resultados han demostrado ser poco fiables (Schäfer y Kratky, 2008).

La complejidad del análisis de las variaciones de frecuencia y la existencia de múltiples causas de dicha variación, desaconsejan esta alternativa como método para obtener información respiratoria *on line* a partir de señales cardiacas.

4.1.2 Modulación de amplitud en registros cardiovasculares

En una ventilación normal, la acción mecánica del tórax produce cambios que afectan directamente al corazón y sus adyacencias. Estos cambios se manifiestan como una variación de amplitud en los registros cardiovasculares, como el ECG o las señales de origen hemodinámico. A continuación se mencionan algunos ejemplos y las técnicas propuestas por algunos autores para estimar la función respiratoria de forma indirecta.

4.1.2.1 Respiración derivada del ECG (EDR)

El ECG es el registro de la actividad eléctrica del corazón medida entre dos puntos, normalmente con electrodos superficiales. La actividad coordinada del corazón hace que el ECG tenga un patrón que consta de diversas ondas con amplitudes y morfologías definidas, que dependen de la posición relativa entre los electrodos de medida y el vector cardiaco (Guyton y Hall, 2000).

En cada respiración, hay una rotación del vector cardiaco que hace que la amplitud y área del complejo QRS cambie (Ruttikay-Nedecký, 1971) (figura 4.1), permitiendo conocer el volumen respirado y la frecuencia respiratoria a partir del ECG mediante un método conocido como EDR. Otras causas de cambios en la morfología del QRS son las variaciones de impedancia dentro del tórax en cada respiración, los cuales son mayormente apreciables cuando los electrodos se colocan en el pecho del sujeto (Travaglini y col., 1998). También se han reportado cambios en el ECG relacionados con la diferencia en el volumen latido de los ventrículos izquierdo y derecho (Lamb, 1957).

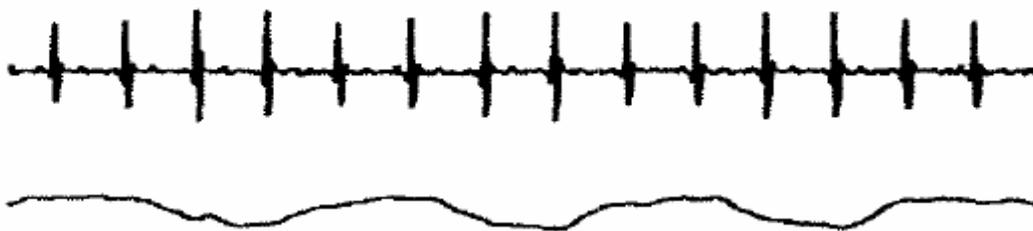


Figura 4.1. ECG (superior) y señal respiratoria (inferior) obtenida con un transductor neumático (Travaglini y col., 1998)

Pallás-Areny y col. (1989) analizaron el espectro del ECG para las tres derivaciones bipolares (I, II, III). Observaron una componente en banda base debida a la respiración, cuya

atenuación dependía del ancho de banda del electrocardiógrafo. Además, identificaron bandas laterales a cada lado de la frecuencia cardíaca (y sus armónicos) separadas por una distancia que se correspondía con la respiración, tal y como se muestra en la figura 4.2.

A partir del espectro de potencia del ECG se puede estimar la frecuencia respiratoria. No obstante, para una mejor estimación de la función pulmonar, conviene obtener el patrón de respiración en el dominio temporal. Para ello, diversos autores han empleado interpolación (Dorfman Furman y col., 2005; Nazeran y col., 1998), a veces usando la señal cardíaca como referencia (Mazzanti y col., 2003); sin embargo, todas estas técnicas están basadas en algoritmos de procesamiento de señal *off line*. Otra alternativa consiste en la predicción de modelos de interacción cardiorrespiratoria, los cuales pueden ser implementados en los electrocardiógrafos convencionales y así detectar la actividad respiratoria en tiempo real (*on line*) (Colominas i Balagué y col., 1987).

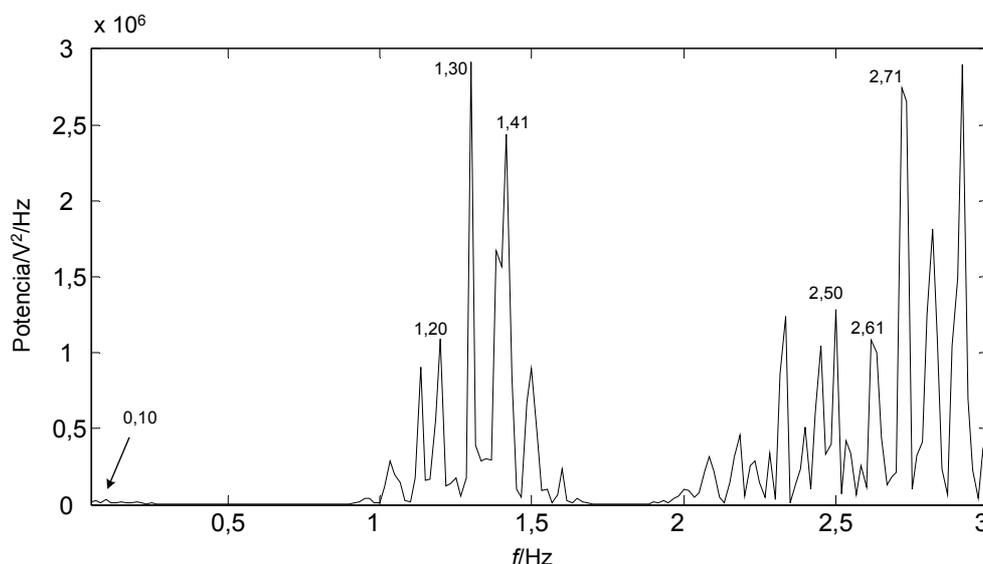


Figura 4.2. Espectro de potencia de un ECG normal (derivación I). Se observa la componente de la respiración en 0,1 Hz (banda base) bastante atenuada. En la componente principal de la frecuencia cardíaca (1,3 Hz) y el segundo armónico (2,61 Hz) se encuentran bandas laterales debidas a la respiración. La resolución espectral es de 0,01 Hz

4.1.2.2 Respiración derivada de la fotopletismografía

La fotopletismografía (FPG) es una técnica que mide las variaciones de intensidad lumínica asociadas a los cambios de volumen del tejido circundante (Allen, 2007). Durante la respiración, dicho volumen experimenta cambios en el lecho vascular gracias a dos factores principales: (a) cambios en el retorno venoso hacia el corazón debido a las alteraciones de la

presión intratorácica y (b) la estimulación del nervio simpático que regula la constricción y dilatación de los vasos periféricos (Johansson y Öberg, 1999a).

Los cambios de intensidad lumínica derivados de la respiración se denominan RIIV, del inglés *Respiratory-Induced Intensity Variations*. En el dominio temporal, la RIIV se manifiesta como derivas de línea base en el FPG que coinciden con la respiración (figura 4.3), pero no hay una modulación de la amplitud del FPG. En el dominio de la frecuencia, la RIIV produce un espectro de potencia con picos correspondientes a la frecuencia cardiaca y a la frecuencia respiratoria ubicadas en banda base (Barschdorff y Wei, 1994). Por lo tanto, la frecuencia respiratoria se puede estimar mediante análisis espectral usando la transformada rápida de Fourier (FFT) (Johnston y Mendelson, 2004) o mediante filtros digitales para extraer la señal respiratoria (Lindberg y col., 1992; Nakajima y col., 1996).

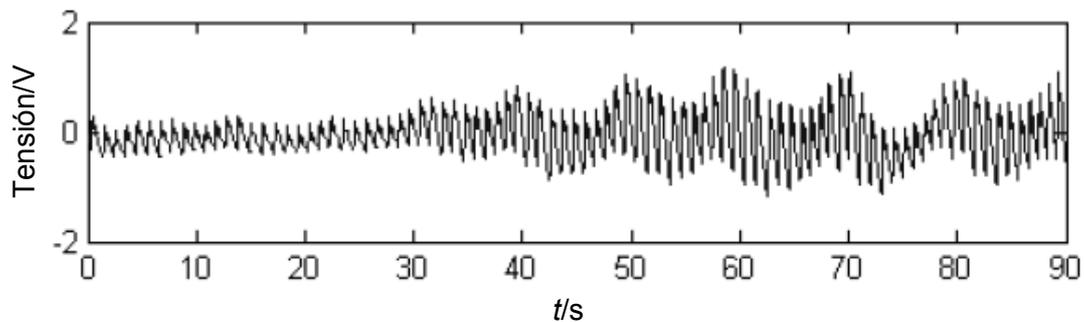


Figura 4.3. FPG medido en el dedo índice (Johnston y Mendelson, 2004). Las derivas de línea base coinciden con la respiración

4.1.2.3 Respiración derivada del balistocardiograma (BCG) de fuerza

En el capítulo 3 se demuestra que el BCG de fuerza en sujetos de pie presenta variaciones en la amplitud relacionadas con la respiración, las cuales son evidentes al final de la sístole ventricular. Estos cambios también los han observado Pagnacco y col. (1999) en sujetos acostados en camas especiales, cuya frecuencia natural era mayor que la de las básculas. En una primera aproximación, la causa de esta interacción cardiorrespiratoria pareciera ser un cambio en la posición del corazón, sin embargo, Ty Smith (1974) dedujo que esta es la que menos efecto tiene. La causa más factible es un cambio en la fase de precarga debido a un aumento en la presión negativa intratorácica (Ganong, 1992); esto es, la precarga aumenta durante la inspiración y disminuye durante la espiración, haciendo que el corazón expulse un mayor o menor volumen de sangre, respectivamente (ley de Starling). Este efecto modula la componente vertical de la fuerza generada en cada latido, no obstante, también se han

observado cambios en la componente transversal, que han servido para mejorar la interpretación del BCG para el diagnóstico de cardiopatías (Tavakolian y col., 2008).

La actividad respiratoria, por sí sola, produce derivas de línea base en el BCG, las cuales son evidentes en sistemas mecánicos de ultra baja frecuencia (Ty Smith, 1974). En la báscula, esto se corresponde a cambios de fuerza, cuya amplitud depende de la sensibilidad y el ancho de banda del sistema de medida.

En la figura 4.4 se muestra el espectro de potencia del BCG de fuerza de un sujeto sano. Se observa una componente en banda base debida a la respiración ($f=0,15$ Hz), que se puede extraer con un filtro paso-bajo, sin embargo, hace falta un filtro de orden elevado para reducir la contribución de la componente cardiaca. Para ello, usualmente se utilizan filtros tipo FIR (en inglés, *Finite Impulse Response*) (Nakajima y col., 1993) o filtros digitales tipo Butterworth (Usui y col., 2004); en ambos casos implementados mediante técnicas de procesamiento *off line*.

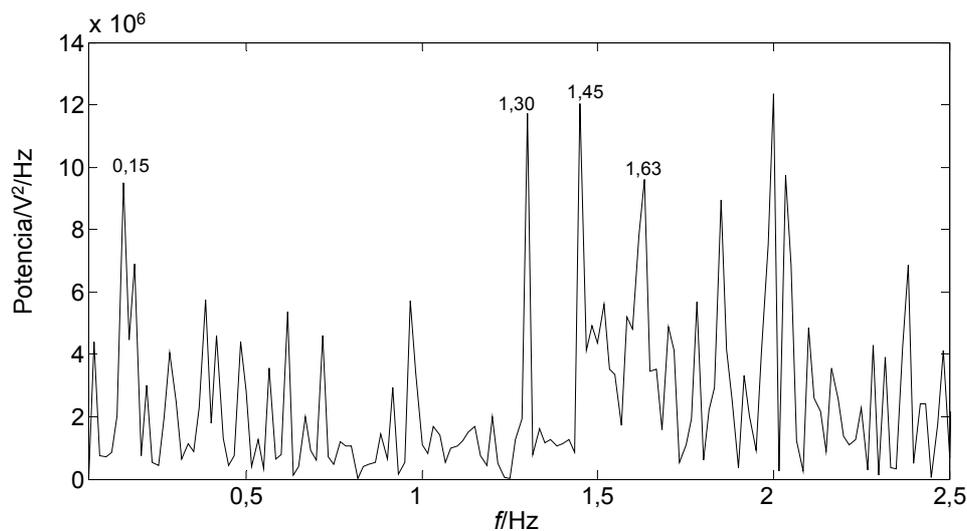


Figura 4.4. Espectro de potencia del BCG de fuerza de un sujeto sano obtenido mediante una báscula. Se observa la componente de la respiración en banda base (0,15 Hz) y en bandas laterales a la frecuencia cardiaca (1,45 Hz). La resolución espectral es de 0,01 Hz

En la figura 4.4 también se observan componentes de la respiración ubicadas a cada lado de la frecuencia cardiaca, que se pueden trasladar a banda base mediante desmodulación. En este capítulo se propone una técnica para extraer estas componentes muestreando el BCG síncronamente con el latido y así evitar el uso de filtros digitales de orden elevado. Aplicar este método al BCG de fuerza, permitiría obtener una señal cardiaca y una respiratoria simultáneamente mediante una báscula pesa-personas. Esto representaría una alternativa a

técnicas como las propuestas por Usui y col. (2004), Watanabe y col. (2005) y Chen y col. (2008) para estimar parámetros cardiorrespiratorios en entornos no hospitalarios.

4.2 Modelo matemático

Cualquier evento cardiovascular periódico de período T_c se puede representar mediante series de Fourier. Si la función es par, se puede desarrollar en términos del coseno:

$$f(t) = \sum_{n=1}^{\infty} V_n \cos(2\pi n f_c t + \phi_c), \quad (4-1)$$

donde $f_c = T_c^{-1}$ es la frecuencia cardiaca, V_n es la amplitud de la componente n de la señal y ϕ_c es la fase.

La interacción cardiorrespiratoria se puede describir mediante la siguiente expresión:

$$v(t) = f(t)(1 + r(t)), \quad (4-2)$$

donde $r(t)$ es la señal respiratoria (considerada también periódica),

$$r(t) = \sum_{k=0}^{\infty} V_k \cos(2\pi k f_r t + \phi_r) \quad (4-3)$$

En el modelo matemático de la interacción cardiorrespiratoria se han supuesto situaciones reales que se pueden presentar en un sujeto sano. De ahí que en (4-1) se omita el término $n = 0$, el cual representa una situación de no latido. No obstante, en (4-3) se considera $k = 0$ para así poder evaluar cómo se comportaría el sistema en situación de apnea. Por tanto, $v(t)$ es:

$$v(t) = \left[\sum_{n=1}^{\infty} V_n \cos(2\pi n f_c t + \phi_c) \right] \left[1 + \sum_{k=1}^{\infty} V_k \cos(2\pi k f_r t + \phi_r) \right], \quad (4-4)$$

donde V_k depende del volumen respirado y f_r es la frecuencia respiratoria.

$v(t)$ representa una señal modulada en amplitud con portadora no suprimida, cuyo espectro de potencia contiene componentes de la señal respiratoria a cada lado de la frecuencia cardiaca y sus armónicas (ver las figuras 4.2 y 4.4). Esto se puede interpretar como si la frecuencia respiratoria estuviese muestreada por la frecuencia cardiaca (Pallás-Areny y col., 1989).

La modulación en amplitud produce un cambio de espectro donde la señal moduladora se traslada en frecuencia gracias a la señal portadora. Partiendo del concepto de la desmodulación coherente descrito en los capítulos 2 y 3, al multiplicar $v(t)$ por una señal de referencia con la misma frecuencia que la portadora, se produce otra traslación de frecuencias, dando como resultado una componente en banda base.

Si la señal de referencia es un tren de pulsos de amplitud unidad y periodo T , su representación en series de Fourier es:

$$c(t) = \frac{1}{T} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \exp\left(j2\pi \frac{m}{T} t\right) = \frac{1}{T} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left(\cos 2\pi \frac{m}{T} t + j \operatorname{sen} 2\pi \frac{m}{T} t \right) \quad (4-5)$$

Si se muestrea una señal con la misma frecuencia de la portadora, es decir $1/T = 1/T_c$, se obtienen sus componentes en fase, tomando muestras en un tiempo t_0 , y en cuadratura, tomando muestras en un tiempo $t_0 + T/4$, (figura 4.5) (Pallás-Areny y Webster, 1993). Por tanto, $s(t) = v(t)c(t)$ es:

$$s(t) = \frac{1}{2T_c} \sum_{n=1}^{\infty} V_n \left\{ 1 + \cos 2\pi(2f_c)t + r(t) \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left[\cos 2\pi(n \pm m)f_c t \cos \phi_c \mp \operatorname{sen} 2\pi(n \pm m)f_c t \operatorname{sen} \phi_c \right. \right. \\ \left. \left. + j(\operatorname{sen} 2\pi(n \pm m)f_c t \cos \phi_c \pm \cos 2\pi(n \pm m)f_c t \operatorname{sen} \phi_c) \right] \right\} \quad (4-6)$$

En el dominio de la frecuencia, $S(f)$ es la convolución entre $V(f)$ y $C(f)$ (Oppenheim y Willsky, 1997), cuyo resultado es el espectro de $v(t)$ repetido cada m/T veces, incluso para $m = 0$. Esto produce una componente en banda base y componentes de orden superior ubicadas en $(n + m)f_c$ debidas a la intermodulación (figura 4.6).

Para $m = 0$, $s(t)$ es:

$$s(t) = \frac{1}{2T_c} \sum_{n=1}^{\infty} V_n \left\{ 1 + \cos 2\pi(2f_c)t + r(t) \left[\cos 2\pi(nf_c)t \cos \phi_c \mp \sin 2\pi(nf_c)t \sin \phi_c \right. \right. \\ \left. \left. + j(\sin 2\pi(nf_c)t \cos \phi_c \pm \cos 2\pi(nf_c)t \sin \phi_c) \right] \right\} \quad (4-7)$$

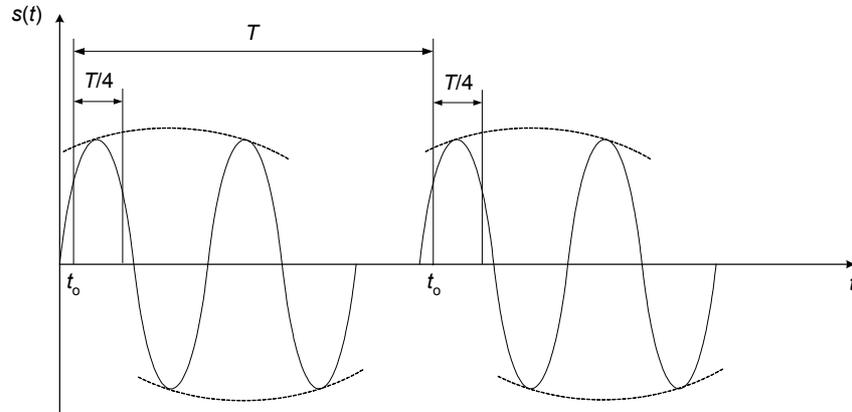


Figura 4.5. Tiempos de muestreo para detectar las componentes en fase y cuadratura (Pallás-Areny y Webster, 1993)

mientras que para $m = n = 1$ (frecuencia fundamental de la señal cardiaca), se obtiene:

$$s(t) = \frac{1}{2T_c} V_n \left\{ 1 + \cos 2\pi(2f_c)t + r(t) \left[\cos 2\pi(2f_c)t \cos \phi_c - \sin 2\pi(2f_c)t \sin \phi_c + \cos \phi_c \right. \right. \\ \left. \left. + j(\sin 2\pi(2f_c)t \cos \phi_c \pm \cos 2\pi(2f_c)t \sin \phi_c) - \sin \phi_c \right] \right\} \quad (4-8)$$

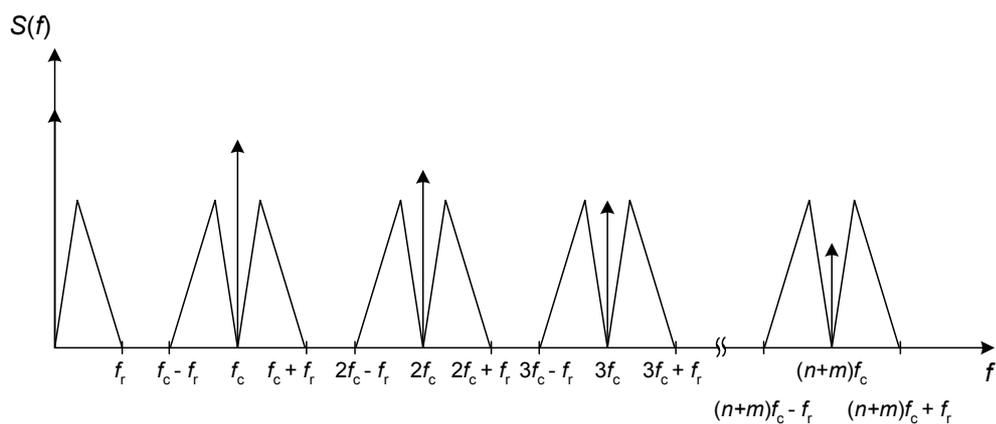


Figura 4.6. Espectro de $s(t)$ donde se muestra la componente en banda base y las componentes superiores $(n + m)f_c$ debidas a la intermodulación

En (4-8) la componente respiratoria se encuentra en banda base; no obstante, se debe eliminar la contribución de f_c y sus armónicos, filtrando paso-bajo a $s(t)$ con una frecuencia de corte $f_0 < f_c$. Si el filtro es de primer orden, la señal desmodulada será:

$$\text{lpf}\{s(t)\} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_n}{2T_c} \left(1 + r(t) \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{kf_r - nf_c}{f_0} \right)^2}} \right) \quad (4-9)$$

Si $r(t) = 0$ (apnea), a la salida del desmodulador se obtiene una señal continua. Durante una respiración, la señal reconstruida esta superpuesta a un nivel de *offset*, cuya amplitud y la de $r(t)$ dependen de la frecuencia cardiaca ($1/T_c$) y de la contribución de la amplitud de sus n armónicos (V_n). La amplitud de $r(t)$ también depende del volumen respirado, que se manifiesta como el índice de modulación de amplitud de la respiración sobre la señal cardiaca; esto es, un volumen respirado mayor produce un índice de modulación mayor, y viceversa. No obstante, en registros de fotopletismografía, Johansson y Öberg (1999b) han observado que las derivas de línea base del FPG también dependían de si la respiración era torácica o abdominal, lo cual supone alguna repercusión en la actividad cardiaca.

La reconstrucción de la señal respiratoria se hace mediante retención de orden cero (ZOH, de sus siglas en inglés). Consiste en tomar una muestra durante un tiempo T_S y mantener este valor durante un tiempo T_H ; $T_S + T_H = T_c$. La función de transferencia de un sistema de retención de orden cero es (Pallás-Areny y Webster, 1999):

$$H_0(f) = T_H \frac{\text{sen } \pi f T_H}{\pi f T_H} \exp(-j\pi f T_H), \quad (4-10)$$

cuyo módulo se muestra en la figura 4.7. Siempre que fT_H sea un entero, $H_0 = 0$.

A pesar de la respuesta paso-bajo del sistema ZOH, la componente $1/T_c$ y sus armónicas más próximos, afectan a la señal detectada gracias a la proximidad entre las frecuencias cardiaca y respiratoria. Esto produce una distorsión de la señal reconstruida, de ahí la conveniencia de utilizar un filtro paso-bajo de orden superior a la salida del desmodulador.

Como la señal a muestrear es de banda limitada con una componente frecuencial máxima f_r y mínima cero, el tiempo entre muestras debe ser:

$$T_c < \frac{1}{2f_r},$$

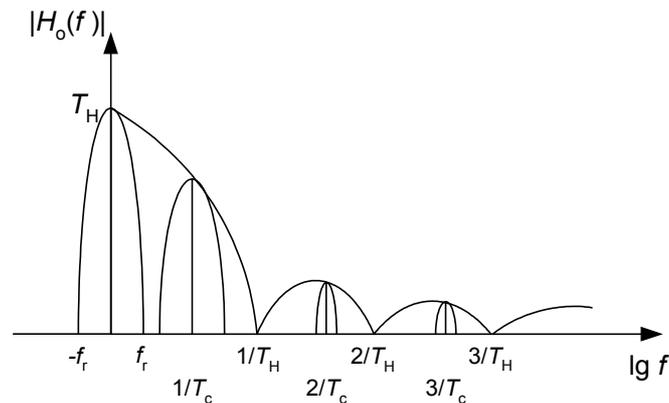


Figura 4.7. Módulo de la respuesta en frecuencia de un sistema de retención de orden cero. También se observa cómo los lóbulos de la señal cardíaca están próximos a los lóbulos de la señal respiratoria

de lo contrario ocurría un solapamiento de bandas (*aliasing*) dando origen a una frecuencia inexistente (teorema de Nyquist). En nuestro caso, esto sucedería si la frecuencia cardíaca fuese inferior al doble de la frecuencia respiratoria.

4.3 Sistema de medida

Antes de aplicar esta técnica al BCG de fuerza, se ha aplicado al ECG para extraer la EDR. Esto permite poner a punto el sistema de medida, cuyo diagrama de bloques se muestra en la figura 4.8. Se observa como el desmodulador trabaja en sincronismo con la señal cardíaca, por lo que la señal de referencia proviene del sujeto.

4.3.1 Generador de pulsos

Para obtener la señal de referencia descrita en (4-5), mediante un comparador de umbral adaptativo se genera una señal cuadrada a partir de la señal cardíaca, y se ajusta el ciclo de trabajo con un modulador de ancho de pulsos.

El comparador se muestra en la figura 4.9 y está basado en una propuesta de Thakor y Webster (1982). La tensión de umbral es:

$$V_u(t) = 0,5(V_a + SR T_s) e^{-t/\tau} + V_b \quad (4-11)$$

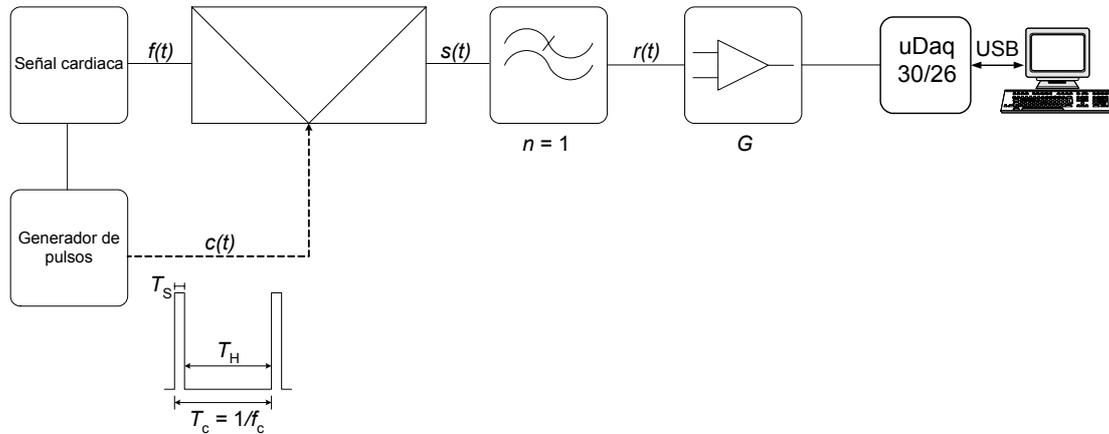


Figura 4.8. Diagrama de bloques del sistema utilizado para obtener la señal respiratoria en tiempo real a partir de una señal cardiaca

donde $\tau = RC = 2 \text{ s}$ y SR es el *slew rate* del QRS (o máximo del BCG). V_a es la tensión de pico del QRS (o máximo del BCG) anterior, cuyo valor decae exponencialmente según τ hasta que se obtiene el siguiente QRS (o máximo del BCG). V_b es una tensión continua de $0,6 \text{ V}$. T_s se ajusta a un valor fijo mediante un multivibrador monoestable HEF4538 configurado como un modulador de ancho de pulso, y cuya señal de disparo proviene del comparador.

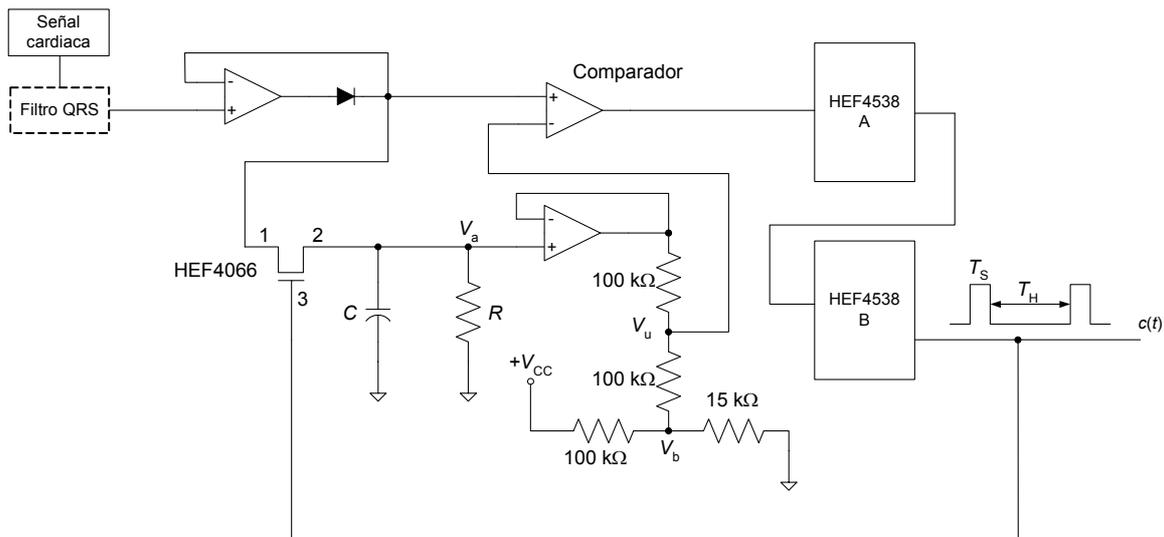


Figura 4.9. Circuito comparador con umbral adaptativo (Thakor y Webster, 1982)

En la figura 4.10 se muestra cómo varía $V_u(t)$ en un ECG y en un BCG de fuerza que, a diferencia del ECG, no tiene una onda característica que la distinga del resto, salvo que al final de la sístole ventricular se obtiene una onda de amplitud mayor. Por esta razón el “filtro QRS” de la figura 4.9 sólo se aplica para el ECG, en cuyo caso tiene una respuesta paso-banda de segundo orden con una frecuencia central de 17 Hz.

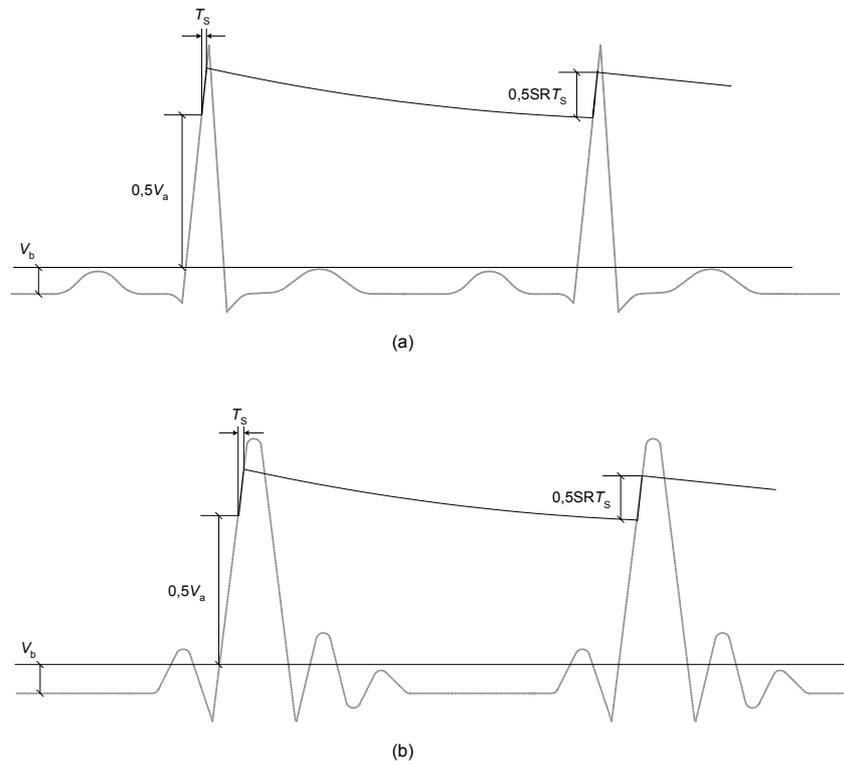


Figura 4.10. Adaptación de la tensión de umbral del comparador en un ECG (a) y en un BCG de fuerza (b)

4.3.2 Desmodulador

Una señal de referencia no sinusoidal como la empleada, abre en el desmodulador ventanas equiespaciadas por intervalos m/T que contribuyen al ruido de salida. No obstante, como las señales cardiovasculares tienen un ancho de banda limitado por el sistema de medida, dichas ventanas se eliminan (salvo la de la frecuencia fundamental), mejorando así la relación señal-ruido (SNR) de la señal desmodulada.

El tren de pulsos activa los interruptores de un circuito de condensadores conmutados que actúa como desmodulador (figura 4.11). Durante la sístole se obtiene un pulso de duración T_s (tiempo de muestreo) y para el resto del ciclo cardiaco se tiene un estado bajo durante un tiempo T_H (tiempo de retención) hasta la próxima sístole. Los monoestables de la figura 4.9 se diseñan para tener $T_H \gg T_s$. En el ECG, T_s se obtiene en cada complejo QRS, mientras que

en el BCG, se obtiene durante el final de la sístole ventricular. En el circuito de la figura 4.11, los interruptores de la izquierda se cierran durante T_S para cargar C_S a la tensión V_1 y luego se abren durante T_H ; los interruptores de la derecha se abren durante T_S y se cierran durante T_H para cargar C_H a partir de la carga almacenada en C_S . Como el tiempo entre latidos varía ligeramente de un latido a otro, el periodo de la señal de pulso, $T_c = T_S + T_H$, también varía.

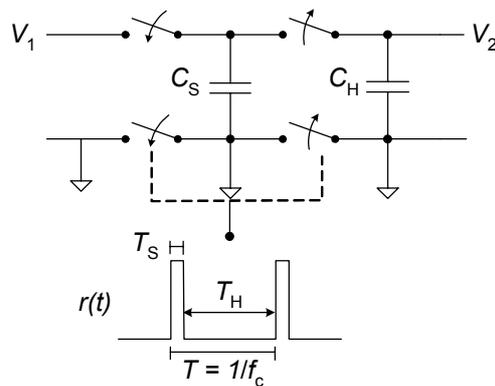


Figura 4.11. Circuito de condensadores conmutados usado como desmodulador

4.3.2.1 Respuesta en amplitud

En un sistema de retención de orden cero el ancho de banda equivalente de ruido (NEB) y el error relativo de amplitud dependen de T_H (Pallás-Areny y Webster, 1999), es decir, que en nuestro caso dependen de la frecuencia cardiaca. Esto es:

$$\text{NEB} = 2 \int_0^{\infty} (\text{senc} f T_H)^2 df = \frac{1}{T_H}, \quad (4-12)$$

$$\varepsilon = \frac{T_H - |H(f_r)|}{T_H}, \quad (4-13)$$

donde $|H(f_r)|$ es:

$$|H(f_r)| = \left| T_H \frac{\text{sen } \pi f_r T_H}{\pi f_r T_H} \right| \quad (4-14)$$

La dependencia de NEB con la frecuencia cardiaca no es un inconveniente si se coloca un filtro paso-bajo a la salida desmodulador con frecuencia de corte $f_0 < 1/T_H$; pero la dependencia del error relativo de amplitud con la frecuencia cardiaca implica que a la salida del desmodulador hay cambios dinámicos de amplitud. La figura 4.12 muestra estos cambios para una frecuencia respiratoria fija de 0,2 Hz y $T_S = 10$ ms; el error máximo que se obtiene en estas condiciones es inferior al 7 %. A partir de dicha figura se deduce que para un volumen respirado fijo, una frecuencia cardiaca lenta hace que la señal reconstruida tenga menor amplitud (porque T_H aumenta). Lo contrario ocurre para una frecuencia cardiaca elevada; por tanto, aunque se controle el volumen respirado, la amplitud de la señal detectada varía.

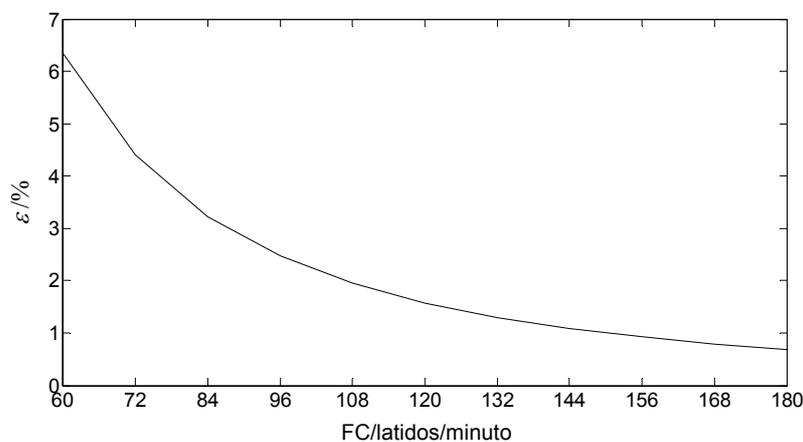


Figura 4.12. Error relativo de amplitud del ZOH respecto a la frecuencia cardiaca (FC, expresada en latidos/minuto). Se asume $f_r = 0,2$ Hz y $T_S = 10$ ms

4.3.2.2 Distorsión

La respuesta en fase de un sistema ZOH es lineal (Pallás-Areny y Webster, 1999), por lo que la forma de onda se mantiene. No obstante, al reconstruir una señal mediante muestras, la distorsión depende del número de muestras que se tomen en un periodo. Mediante la relación entre el valor rms de las componentes no deseadas y la componente de interés, Traganitis (1985) calculó la distorsión (%) de una señal reconstruida mediante retención de orden cero usando la siguiente expresión:

$$D(\%) = 100 \frac{\sqrt{\sum_{k=1}^N \frac{\text{sen}^2[\pi(k \pm f_r/f_c)]}{[\pi(k \pm f_r/f_c)]^2}}}{\text{sen}(\pi f_r/f_c)/(\pi f_r/f_c)}, \quad (4-15)$$

donde N es el número de muestras por periodo; f_c representa la frecuencia de muestreo (frecuencia cardiaca) y f_r la frecuencia de la señal de interés (frecuencia respiratoria).

En el muestreo de señales, usualmente la frecuencia de muestreo es fija, sin embargo, en nuestro caso hay que considerar que la frecuencia cardiaca varía de un latido a otro. Por ejemplo: en un varón sano de 22 años, el tiempo entre latidos puede variar hasta 0,4 ms durante a la inspiración (Ganong, 1992), lo que indica que el tiempo entre muestras (T_c) puede variar en un mismo ciclo respiratorio. Aun así, en condiciones normales se cumple el teorema de Nyquist, ya que la frecuencia cardiaca es superior al doble de la respiratoria (Moody y col., 1985).

En la figura 4.13 se muestra la distorsión (%) de la señal reconstruida mediante retención de orden cero para distintas frecuencias cardiacas, $N = 4$ y $f_r = 0,2$ Hz. Se observa que a medida que disminuye la frecuencia cardiaca, la distorsión de la señal respiratoria es mayor.

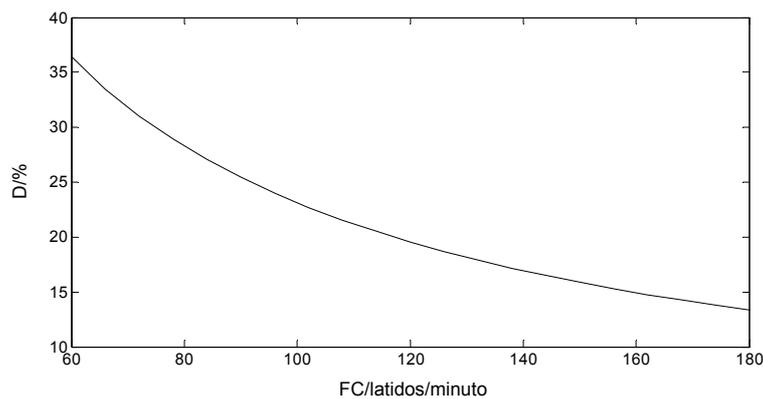


Figura 4.13. Distorsión de la señal reconstruida mediante retención de orden cero para distintas frecuencias cardiacas (FC, expresada en latidos/minuto), $N = 4$ y $f_r = 0,2$ Hz

La generación del tren de pulsos (y por ende el muestreo), depende de la SNR de la señal cardiaca, así como de la eficiencia del comparador de umbral adaptativo para detectar los máximos de dicha señal. Para reconstruir la señal respiratoria sólo se deben muestrear los eventos durante la sístole, por lo que la presencia de artefactos puede degradar la SNR de la señal reconstruida, tal y como se muestra en la figura 4.14 para el BCG de fuerza.

4.3.3 Etapa de salida

A la salida del desmodulador se conecta un filtro pasivo paso-bajo de primer orden, seguido de un amplificador no inversor con ganancia G para ajustar los niveles de tensión al margen de entrada del sistema de adquisición de datos (ver el apartado 3.5). El nivel de

continua de la señal reconstruida no se elimina, ya que haría falta un filtro paso-alto con una frecuencia de corte inferior a 0,1 Hz (frecuencia respiratoria mínima), cuya respuesta es muy lenta. Por ello, G no puede ser elevada, de lo contrario el sistema se saturaría.

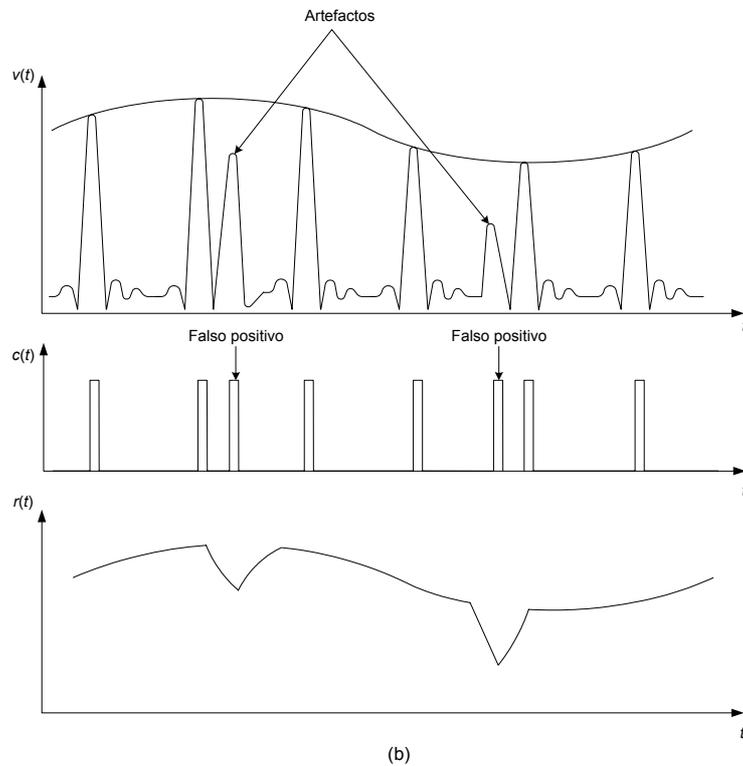
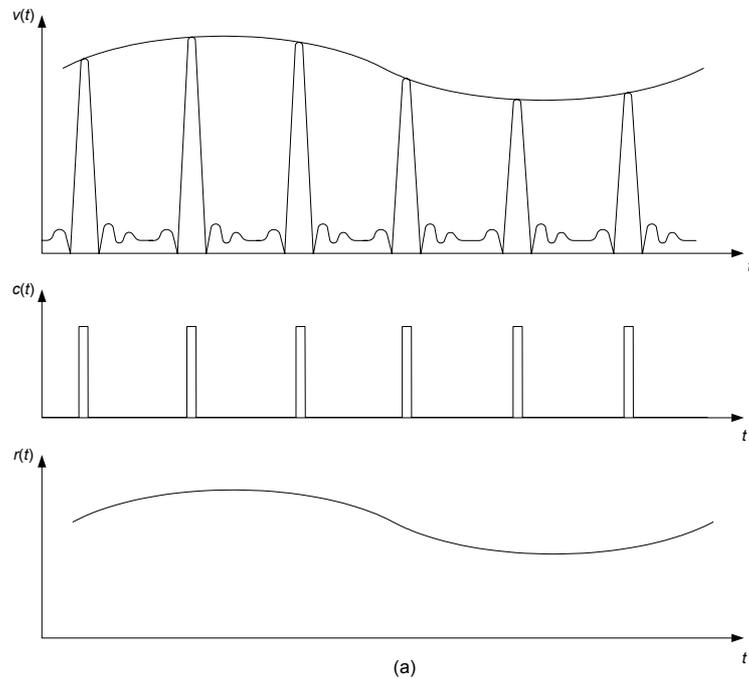


Figura 4.14. Efecto de artefactos de movimiento en la reconstrucción de la señal respiratoria. (a) BCG sin artefactos y (b) BCG con artefactos. La presencia de artefactos puede producir falsos positivos en el comparador, lo cual distorsiona la señal reconstruida

4.4 Protocolo de medida

Se han registrado el ECG (derivación I) y el BCG de fuerza en 10 sujetos sanos (3 mujeres y 7 hombres; 33 años \pm 5 años) en instantes de tiempo distintos. El ECG se ha registrado en sujetos sentados con electrodos de pinza en ambas muñecas y en el tobillo derecho. El sistema de medida era de fabricación propia con un ancho de banda de 100 Hz, aproximadamente (0,03 Hz – 100 Hz). Posteriormente, el BCG de fuerza se ha obtenido en sujetos con calzado mediante el sistema de medida en banda base descrito en el capítulo 3.

De cada sujeto se han obtenido seis medidas: tres medidas mientras el sujeto respiraba a su propio ritmo y otras tres medidas mientras el sujeto respiraba a un ritmo fijo. Para esto, se le ha pedido a cada voluntario que respirase siguiendo el trazo en la pantalla de un osciloscopio que mostraba una señal sinusoidal de 2 V de pico a pico y 0,2 Hz. La señal respiratoria se ha registrado simultáneamente detectando el movimiento torácico mediante un sensor piezoeléctrico tipo *film* en contacto con el pecho del sujeto, gracias a una banda elástica tensa alrededor del tórax.

4.5 Resultados y discusión

El sistema de la figura 4.8 se ha alimentado con una tensión continua de $\pm 4,5$ V. La frecuencia de corte del filtro de salida se ha elegido de 0,5 Hz y la ganancia del amplificador se ha elegido $G = 5$.

En la figura 4.15 se muestra el ECG obtenido en un voluntario donde se observan los cambios de amplitud en el complejo QRS debidos a la respiración. La línea base es estable, por lo que no hay componentes en banda base debidas a la respiración. El trazo del centro muestra la señal respiratoria reconstruida mediante muestreo síncrono con el latido. Dicha señal coincide con la obtenida con el sensor piezoeléctrico, aunque con un retardo, probablemente debido al filtro de salida del desmodulador.

En la señal reconstruida, una excursión positiva corresponde con la espiración, mientras que una excursión negativa corresponde con la inspiración. En una respiración no controlada, la relación temporal inspiración:espiración es de 1:3 (Mathews, 1996); de ahí que ni la señal reconstruida ni la del sensor piezoeléctrico sean simétricas. En algunos voluntarios se ha observado que la modulación de amplitud del ECG dependía del tipo de respiración: para los voluntarios con respiración torácica, la modulación del ECG (o índice de modulación) era

mayor que la de aquellos voluntarios con respiración abdominal, afectando a la SNR de la señal reconstruida.

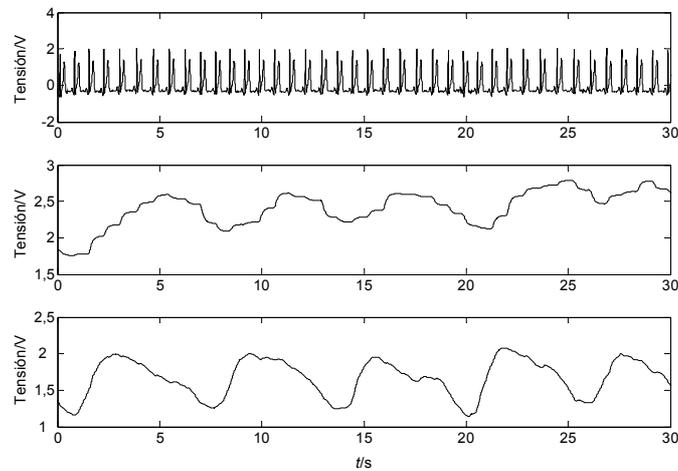


Figura 4.15. Señal respiratoria (centro) obtenida a partir del ECG (superior) mediante muestreo sincrónico con el latido. Señal respiratoria obtenida con el sensor piezoeléctrico (inferior). Caso: respiración normal

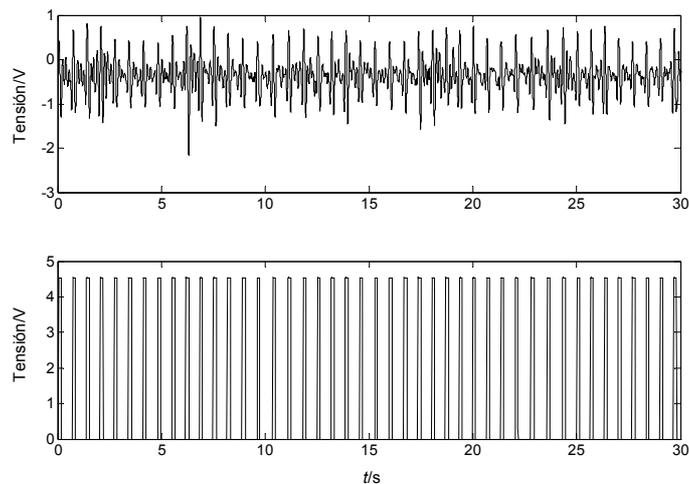


Figura 4.16. Señal de referencia (inferior) obtenida a partir del BCG de fuerza (superior). En ausencia de artefactos, el comparador de umbral adaptativo es capaz de detectar los eventos sistólicos en el BCG de fuerza. Caso: respiración normal

Aunque el comparador de umbral adaptativo se diseñó para el ECG (Thakor y Webster, 1982), la figura 4.16 demuestra su eficiencia para el BCG de fuerza. En ausencia de artefactos, se obtiene un tren de pulsos (señal de referencia, $c(t)$) en sincronía con cada latido, donde $T_S = 10$ ms y T_H depende del tiempo entre latidos. En la figura 4.17 se muestra el resultado de desmodular el BCG de fuerza mediante dicho tren de pulsos. La señal reconstruida tiene un nivel de continua y sigue los cambios de amplitud presentes en el BCG,

que aumentan durante la inspiración y disminuyen durante la espiración. La señal respiratoria se obtiene en tiempo real, sin necesidad de aplicar métodos digitales de procesamiento de señal.

En la figura 4.16, la amplitud de los picos principales del BCG es mayor al resto de las ondas adyacentes. No obstante, en el BCG de algunos sujetos esta diferencia no era muy evidente, produciendo falsos positivos a la salida del comparador incluso en ausencia de artefactos de movimiento. Para evitar esto, una opción sería filtrar paso-banda para detectar los picos principales; sin embargo, la componente en frecuencia de las diferentes ondas del BCG es bastante similar, por lo que habría que utilizar un filtro de orden elevado con una frecuencia central que varía de un sujeto a otro. Una solución más simple sería diseñar un circuito comparador con un tiempo de espera entre los máximos del BCG, de forma que las ondas adyacentes sean descartadas.

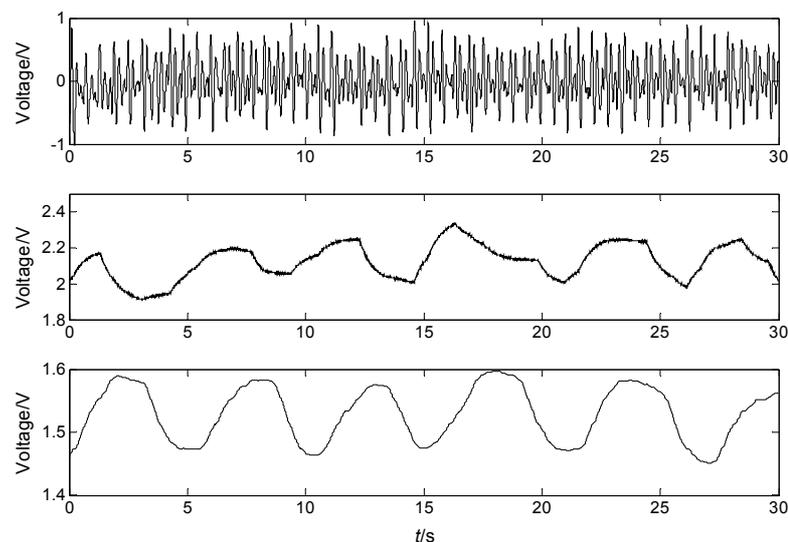


Figura 4.17. Señal respiratoria (centro) obtenida a partir del BCG de fuerza (superior) mediante muestreo sincrónico con el latido. Señal respiratoria obtenida con el sensor piezoeléctrico (inferior). Caso: respiración normal

El registro superior de la figura 4.17 muestra que el BCG tiene una componente en banda base que se corresponde con la respiración. Esto sugiere que se puede extraer la señal respiratoria filtrando paso-bajo el BCG. En la figura 4.18, se muestra el resultado de este procedimiento (trazo inferior) utilizando un filtro paso-bajo digital, tipo Butterworth con $f_0 = 0,5$ Hz, $n = 5$. La SNR de la señal obtenida es bastante pobre como para extraer la respiración en el dominio temporal, aunque probablemente se pueda calcular la frecuencia respiratoria mediante análisis de Fourier. Esto se debe a la baja sensibilidad y al ancho de

banda (0,1 Hz – 10 Hz) del sistema utilizado para registrar el BCG. En este caso, convendría aumentar el margen de frecuencias y la ganancia del sistema para obtener esta componente; no obstante, la contribución del ruido $1/f$ del sistema de medida degradaría la SNR de la señal detectada.

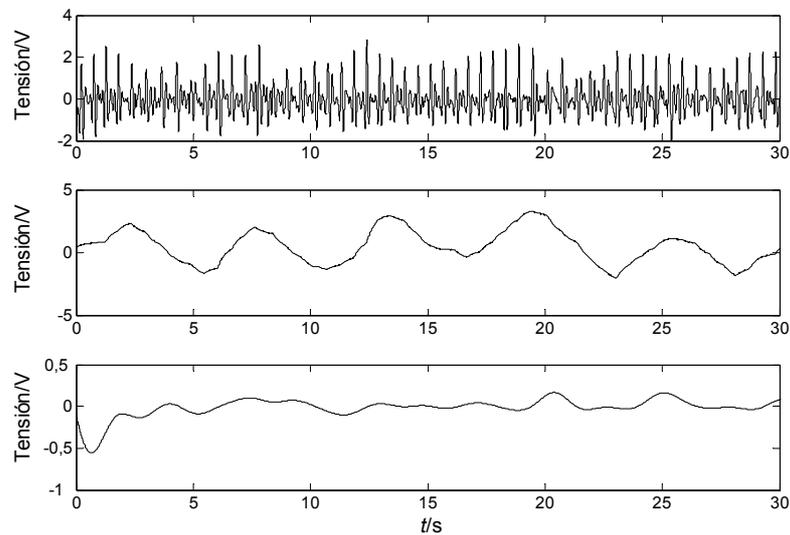


Figura 4.18. Señales de respiración extraídas mediante dos métodos distintos aplicados al BCG de fuerza (superior): muestreo sincrónico con el latido (centro) y filtro digital paso-bajo tipo Butterworth (inferior), $f_0 = 0,5$ Hz, $n = 5$

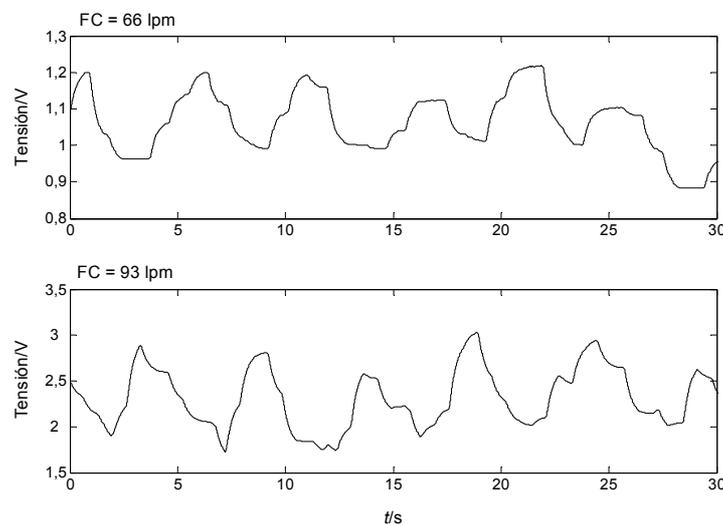


Figura 4.19. Señal de respiración obtenida del BCG de dos sujetos mediante muestreo sincrónico con el latido. En ambos casos, la frecuencia respiratoria es la misma; el volumen respirado por ambos sujetos es similar. A mayor frecuencia cardíaca, menor es la distorsión y mayor es la amplitud de la señal desmodulada

En la figura 4.19 se observa el resultado de muestrear el BCG de dos sujetos que respiraban de forma sincronizada siguiendo una misma señal de referencia. En ambos casos,

la frecuencia respiratoria era la misma; en cuanto al volumen respirado, como la amplitud pico-pico de la señal de referencia era fija, el volumen respirado por ambos sujetos era similar. Aún así, se observa una diferencia en las amplitudes de las señales reconstruidas, donde el sujeto con frecuencia cardiaca elevada tiene una señal de respiración con mayor amplitud, lo cual coincide con lo descrito en (4-9). Por tanto, los cambios dinámicos de amplitud relacionados con la frecuencia cardiaca hacen que esta técnica no sirva para estimar el volumen respirado.

En cuanto a la distorsión de la señal reconstruida, el sujeto con menor frecuencia cardiaca presenta una señal respiratoria más distorsionada, ya que el número de muestras por ciclo respiratorio es menor. Según (4-15), la distorsión de la señal respiratoria es de 34 % para una FC = 66 latidos/minuto y de 25 % para una FC = 93 latidos/minuto. Aún así, se observa la periodicidad de la función respiratoria en ambos sujetos.

En la figura 4.20 (superior) se muestra un BCG distorsionado, quedando oculta la interacción cardiorrespiratoria. Por otra parte, esta distorsión produce falsos positivos en el comparador, haciendo que se tomen muestras del BCG en intervalos distintos al evento sistólico. En estas condiciones la técnica propuesta no funciona, por lo que el tiempo de medida debe ser corto para evitar artefactos de movimiento en el BCG. No obstante, con un registro tan breve, el error a la hora de calcular la frecuencia respiratoria es mayor (Krieger y col., 1986).

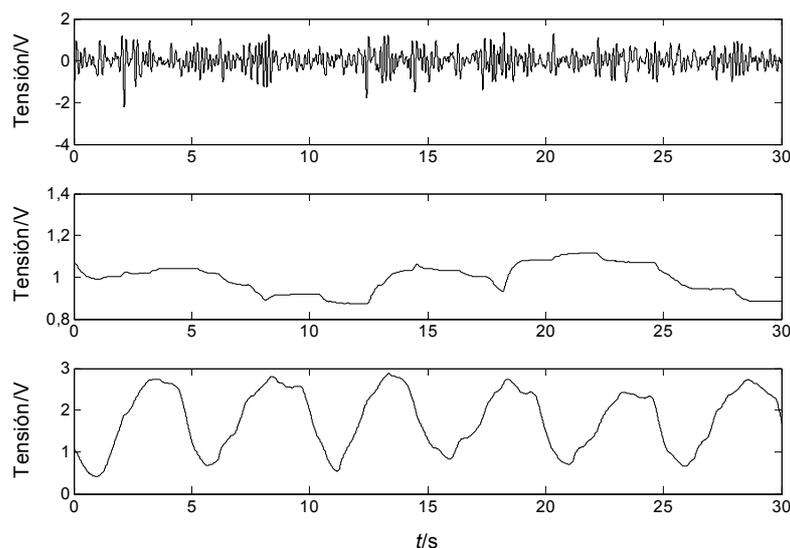


Figura 4.20. Señal respiratoria (centro) obtenida de un BCG distorsionado (superior) mediante muestreo sincrónico con el latido. Se observa como la distorsión de la señal cardiaca degrada la calidad de la señal respiratoria. Como referencia, se muestra la señal obtenida con el sensor piezoeléctrico (inferior)

4.6 Conclusiones

Se ha demostrado que a pesar de la baja sensibilidad estática de las células de carga, es posible detectar la respiración mediante una báscula electrónica pesa-personas, incluso en sujetos con calzado y sin necesidad de colocar electrodos/sensores en el cuerpo. La detección se basa en muestrear el BCG de fuerza, cuya amplitud está modulada por la respiración. La señal respiratoria se ha reconstruido en tiempo real a partir de muestras en sincronía con el latido, por lo que no ha sido necesario ningún tipo de procesamiento digital. La SNR de la señal detectada depende de la SNR del BCG y de la robustez del comparador de umbral adaptativo, los cuales se ven afectados por artefactos de movimiento. Esto sugiere realizar medidas en intervalos de tiempo cortos, aunque esto repercute en un mayor error en la estimación de la frecuencia respiratoria. También se ha observado que el comparador utilizado es poco eficiente en BCGs donde la amplitud de los picos principales y las ondas adyacentes eran similares. Dado que la relación entre las frecuencias cardíaca y respiratoria no es muy elevada, la distorsión de la señal reconstruida ha sido del 36 % (peor caso) y además variaba entre sujetos; aún así, en dicha señal se ha observado una periodicidad de la cual es posible estimar la frecuencia respiratoria.

Con esta técnica no se puede estimar el volumen respirado, ya que no es el único factor que determina la amplitud de la señal reconstruida.

Capítulo 5

"Todo lo que nace proviene necesariamente de una causa; pues sin causa nada puede tener origen"

Platón

5 Conclusiones

En esta tesis se ha demostrado la posibilidad de detectar la actividad cardiaca y respiratoria usando la planta de los pies como interfaz. Para ello se han propuesto, desarrollado y validado técnicas de medida no invasivas que se pueden implementar en básculas electrónicas comerciales, lo que facilita su incorporación en entornos domésticos. El aprovechamiento de los sensores de estas básculas permite una implementación más simple que la mayoría de las alternativas existentes. Si se combinan las técnicas propuestas con la medida del peso y la composición corporal, es posible supervisar hasta cuatro parámetros fisiológicos en un solo procedimiento de medida.

Las principales aportaciones de este trabajo se pueden agrupar en los siguientes puntos:

1. Medidas de pletismografía de impedancia mediante electrodos secos plantares
2. Detección del BCG de fuerza en sujetos de pie sobre una báscula pesa-personas
3. Detección de la respiración mediante medidas plantares
4. Análisis de interferencias en sistemas basados en detección coherente
5. Análisis del ruido electrónico en filtros paso-alto diferenciales

1. Medidas de pletismografía de impedancia mediante electrodos secos plantares

Las medidas de bioimpedancia son utilizadas por algunas básculas comerciales para estimar la composición corporal de un sujeto, midiendo la impedancia basal mediante electrodos plantares secos. En esta tesis se ha demostrado que estos electrodos se pueden utilizar además para detectar la actividad cardiaca mediante pletismografía de impedancia, que normalmente está basada en electrodos tipo banda. Esto hace que la relación señal-ruido (SNR) dependa de las condiciones de la piel, aunque esta dependencia se puede reducir usando amplificadores con baja corriente de ruido en la etapa frontal.

Para realizar la medida no hace falta preparar la piel ni usar gel electrolítico, lo cual ayuda a que la medida sea rápida y cómoda. El uso de electrodos secos aumenta la sensibilidad a artefactos de movimiento, por lo que conviene medir durante periodos de tiempo breves para

evitar movimientos involuntarios. A pesar de que sólo se inyecta 1 mA, esta técnica está contraindicada para mujeres embarazadas y personas con implantes electrónicos.

2. Detección del BCG de fuerza en sujetos de pie sobre una báscula pesa-personas

Con este método la SNR de la señal depende de las características estáticas y dinámicas de la báscula y de la magnitud de la componente vertical de la fuerza generada en cada latido. Aparte de que no hace falta añadir sensores a la báscula, la ventaja de esta técnica es que es pasiva y funciona en sujetos con calzado, lo cual simplifica aún más el procedimiento de medida. La SNR del BCG no depende de ninguna interfaz electrodo-piel; tampoco depende de la posición relativa entre la zona de medida y el sensor, ya que sólo basta con que el sujeto se coloque de pie sobre la plataforma de la báscula.

Se ha demostrado que para detectar el BCG es suficiente medir en banda base usando dos etapas de amplificación para obtener la SNR deseada. No obstante, si se quiere reducir aún más el ruido electrónico y la contribución de interferencias, es recomendable la técnica de detección coherente, aunque esto requiere una electrónica más compleja.

Como se necesita un sistema con ganancia muy elevada, los pequeños movimientos involuntarios distorsionan el BCG, por lo que, al igual que la medida de bioimpedancia plantar, la detección del BCG se debe realizar durante intervalos de tiempo cortos. Esto es posible en ambos casos, gracias a que la señal cardíaca se detecta latido a latido.

3. Detección de la respiración mediante medidas plantares

El método desarrollado en esta tesis sirve para detectar la respiración usando una báscula electrónica pesa-personas. Muestreando el BCG en sincronía con el latido, se ha podido extraer la señal respiratoria en tiempo real sin necesidad de colocar electrodos/sensores sobre el cuerpo del sujeto. De la señal obtenida sólo es posible estimar la frecuencia respiratoria, pero no el volumen respirado. A pesar de que se utiliza la técnica de muestreo síncrono, el método de medida sigue siendo pasivo, ya que la señal de referencia proviene del propio sujeto. Esta técnica es poco robusta ante los artefactos de movimientos que enmascaran la interacción cardiorrespiratoria en el BCG. Si bien se recomiendan tiempos de medida breves, hay que tomar en cuenta que el error en el cálculo de la frecuencia respiratoria aumentaría.

4. Análisis de interferencias en sistemas basados en detección coherente

La detección coherente reduce la contribución de interferencias externas (50 Hz); si se filtra paso-banda ($f_L > f_i$) antes de desmodular, el rechazo aumenta cuanto mayor sea f_L con

respecto f_i . Las interferencias que provienen del propio sujeto, como por ejemplo, los artefactos de movimiento, no se reducen. Para ello conviene filtrar paso-bajo; aún así, las componentes de estas interferencias que están dentro del margen de frecuencias de la señal de interés, producen derivas de línea base.

5. Análisis del ruido electrónico en filtros paso-alto diferenciales

Cuando se utilizan redes de acoplamiento en alterna conectadas a la entrada de un amplificador que trabaja a bajas frecuencias, la mayor contribución al ruido de salida proviene de las corrientes de ruido del amplificador. Esto se debe a los elevados valores de resistencias que usualmente se utilizan para desacoplar una señal continua. A altas frecuencias, la mayor contribución de ruido proviene de la tensión de ruido del amplificador.

En esta tesis se ha demostrado que en sistemas diferenciales balanceados la tensión de ruido es menor que en sistemas no diferenciales. Cuando una red de acoplamiento de alterna con entrada y salida diferenciales se conecta a un amplificador, la contribución de una misma fuente de ruido a la entrada se cancela a la salida. Dicha cancelación depende del coeficiente de correlación de las señales de ruido en las entradas inversora y no-inversora del amplificador. Las fuentes de ruido no correlacionadas son las que aportan una mayor cantidad de ruido.

En la señal de impedancia y el BCG se ha obtenido una SNR suficiente para estimar la frecuencia cardiaca mediante algoritmos sencillos. En esta tesis se ha elegido un algoritmo de detección de picos, pero cuando hay artefactos de movimiento, esta opción es poco eficaz. Como trabajo futuro se sugiere el desarrollo de métodos digitales simples para hacer que el sistema sea más robusto a artefactos.

Para estimar otros parámetros fisiológicos mediante medidas plantares, se podrían combinar la técnica de impedancia con la detección del BCG. Como ambos registros están relacionados con la circulación arterial, una medida simultánea mediante la báscula puede aportar información de la condición cardiovascular del sujeto. Para ello convendría implementar métodos de correlación, análisis espectral o medidas del tiempo de tránsito de la onda de pulso, las cuales son usadas actualmente en registros ECG obtenidos simultáneamente con medidas de fotopletimografía o registros de señales mecánicas.

Considerando que las técnicas propuestas están orientadas a equipos portátiles alimentados a baterías, se puede plantear la implementación de un sistema de medida alimentado mediante una fuente simple.

Por otra parte, para detectar el BCG de fuerza convendría estudiar la alternativa de conectar la célula de carga directamente a un conversor sigma-delta, gracias al elevado margen dinámico que tiene y aprovechando el consumo reducido que presentan algunos modelos actuales.

Referencias

“La ciencia más útil es aquella cuyo fruto es el más comunicable”

Leonardo Da Vinci

Capítulo 1

- Binkley P. F. (2003). Predicting the Potential of Wearable Technology. *IEEE Engineering in Medicine and Biology Magazine*, Vol. 22, pp. 23-27.
- Chen W., Zhu X., Nemoto T., Kanemitsu Y., Kitamura K. and Yamakoshi K. (2005). Unconstrained Detection of Respiration Rhythm and Pulse Rate with One Under-Pillow Sensor during Sleep. *Medical & Biological Engineering & Computing*, Vol. 43, pp. 306-312.
- D'Alessandro Martínez A. (2003). *Biofísica y Fisiología de la circulación sanguínea periférica humana*. Caracas: Universidad Central de Venezuela.
- Gih Sung C., Byoung Hoon C., Do-Un J. and Kwang Suk P. (2007). Noninvasive Heart Rate Variability Analysis Using Loadcell-Installed Bed during Sleep in *Proceedings of the 29th Annual International Conference of the IEEE EMBS*. Lyon, France, pp. 2357-2360.
- Ishijima M. and Togawa T. (1989). Observation of Electrocardiograms through Tap Water. *Clinical Physics and Physiological Measurement*, Vol. 10, pp. 171-175.
- Ishijima M. (1993). Monitoring of Electrocardiograms in Bed without Utilizing Body Surface Electrodes. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, Vol. 40, pp. 593-594.
- Ishijima M. (1996). Long-Term Cardiopulmonary Monitoring in Bed without Subject Awareness in *Proceedings of the 18th Annual International Conference of the IEEE EMBS*. Amsterdam, pp. 65-66.
- Kaiser W. and Findeis M. (2007). *Apparatus and Method for Obtaining Cardiac Data*. U.S. Patent 2007/0021815A1
- Kim J. S., Chee Y. J., Park J. W., Choi J. W. and Park K. S. (2006). A New Approach for Non-Intrusive Monitoring of Blood Pressure on a Toilet Seat. *Physiological Measurement*, Vol. 27, pp. 203-211.
- Kim K. K., Lim Y. K. and Park K. S. (2004). The Electrically Noncontacting ECG Measurement on the Toilet Seat Using the Capacitively-Coupled Insulated Electrodes in *Proceedings of the 26th Annual International Conference of the IEEE EMBS*. San Francisco, USA, pp. 2375-2378.
- Koivistoinen T., Junnila S., Varri A. and Koobi T. (2004). A New Method for Measuring the Ballistocardiogram Using EMFi Sensors in a Normal Chair in *Proceedings of the 26th Annual International Conference of the IEEE EMBS*. San Francisco, CA, pp. 2026-2029.
- Korhonen I., Parkka J. and Van Gils M. (2003). Health Monitoring in the Home of the Future. *IEEE Engineering in Medicine and Biology Magazine*, Vol. 22, pp. 66-73.
- Lavery L., Agrawal M. and Athana-Siou K. (2001). *Human Foot Monitoring System*. WO Patent 01/89367A2.
- Lehmann E. D. (2000). Aortic Pulse-Wave Velocity versus Pulse Pressure and Pulse-Wave Analysis. *The Lancet*, Vol. 355, pp. 412-412.
- Lim Y. G. and Kim K. K. (2006). ECG Measurement on a Chair without Conductive Contact. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, Vol. 53, pp. 956-959.
- Lim Y. G., Kim K. K. and Park K. S. (2007). ECG Recording on a Bed during Sleep without Direct Skin-Contact. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, Vol. 54, pp. 718-725.
- Niizeki K., Nishidate I., Uchida K. and Kuwahara M. (2005). Unconstrained Cardiorespiratory and Body Movement Monitoring System for Home Care. *Medical & Biological Engineering & Computing*, Vol. 43, pp. 716-724.

- Ogawa M. and Togawa T. (2003). The Concept of the Home Health Monitoring in *Proceedings of the 5th International Workshop on Enterprise Networking and Computing in Healthcare Industry*. St. Monica, CA, USA, pp. 71-73.
- Oguma K. (1999). *Body Weight Scales Equipped with Body Fat Meter*. U.S. Patent 6370425.
- Rantala H. (2001). *Heart Rate Monitor*. U.S. Patent D450849S
- Sepponen U. K. (1994). *Method and Apparatus for Measuring Quantities Relating to a Person's Cardiac Activity*. WO Patent 94/06348.
- Spillman W. B., Jr., Mayer M., Bennett J., Gong J., Meissner K. E., Davis B., Claus R. O., Muelenaer A. A., Jr. and Xu X. (2004). A 'Smart' Bed for Non-Intrusive Monitoring of Patient Physiological Factors. *Measurement Science & Technology*, Vol. 15, pp. 1614-1620.
- Tatara N., Koizumi H., Mino S., Hayashida S., Aihara K., Shimada J., Uenishi Y. and Tochikubo O. (2007). A Novel Blood Pressure Monitoring Device for Ubiquitous Healthcare Services in *Proceedings of the 29th Annual International Conference of the IEEE EMBS*. Lyon, France, pp. 5754-5757.
- Thakor N. V. (1984). From Holter Monitors to Automatic Defibrillators: Developments in Ambulatory Arrhythmia Monitoring. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, Vol. BME-31, pp. 770-778.
- Togawa T. (2004) Home Health Care and Telecare, in *Sensors in Medicine and Health Care*, edited by P Åke Öberg, Tatsuo Togawa and F.A. Spelman. Darmstadt: Wiley-VCH, pp. 381-403.
- Watanabe K., Watanabe T., Watanabe H., Ando H., Ishikawa T. and Kobayashi K. (2005). Noninvasive Measurement of Heartbeat, Respiration, Snoring and Body Movements of a Subject in Bed via a Pneumatic Method. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, Vol. 52, pp. 2100-2107.
- Weeg S. (2004). Home Health and Home Monitoring in Rural and Frontier Counties: Human Factors in Implementation in *Proceedings of the 26th Annual International Conference of the IEEE EMBS*. San Francisco, CA, pp. 3264-3265.
- Wu K.-f., Chan C.-h. and Zhang Y.-t. (2006). Contactless and Cuffless Monitoring of Blood Pressure on a Chair Using E-Textile Materials in *Proceedings of the 3rd IEEE/EMBS International Summer School and Symposium on Medical Devices and Biosensors*. Boston, USA, pp. 98-100.
- Yamakoshi K., Kuroda M., Tanaka S., Yamaguchi I. and Kawarada A. (1996). Non-Conscious and Automatic Acquisition of Body and Excreta Weight together with Ballistocardiogram in a Lavatory in *Proceedings of the 18th Annual International Conference of the IEEE EMBS*. Amsterdam, pp. 67-68.

Capítulo 2

- Blair D. P. and Sydenham P. H. (1975). Phase Sensitive Detection as a Means to Recover Signals Buried in Noise. *Journal of Physics E: Scientific Instruments*, Vol. 8, pp. 621-627.
- Bland J. M. and Altman D. G. (1986). Statistical Methods for Assessing Agreement between Two Methods of Clinical Measurement. *The Lancet*, Vol. 327, pp. 307-310.

- Bragós R., Rosell J. and Riú P. (1994). A Wide-Band AC-Coupled Current Source for Electrical Impedance Tomography. *Physiological Measurement*, Vol. 15, pp. A91-A99.
- Casas O. and Pallàs-Areny R. (1996). Basics of Analog Differential Filters. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 45, pp. 275-279.
- Gasulla-Fornier M., Jordana-Barnils J., Pallàs-Areny R. and Torrents J. M. (1998). The Floating Capacitor as a Differential Building Block. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 47, pp. 26-29.
- Geddes L. A. and Baker L. E. (1989). *Principles of Applied Biomedical Instrumentation* 3rd. edition. New York: Wiley-Interscience.
- Grimnes S. and Martinsen O. G. (2000). *Bioimpedance and Bioelectricity* California: Academic Press.
- Gruetzmann A., Hansen S. and Müller J. (2007). Novel Dry Electrodes for ECG Monitoring. *Physiological Measurement*, Vol. 28, pp. 1375-1390.
- Huigen E., Peper A. and Grimbergen C. A. (2002). Investigation into the Origin of the Noise Surface Electrodes. *Medical and Biological Engineering and Computing*, Vol. 40, pp. 332-338.
- IEC 2000. 60601-1. *Medical Electrical Equipment. Part1: General Requirements for Safety and Essential Performance.*
- Mathews L. R. (1996). *Cardiopulmonary Anatomy and Physiology*. Philadelphia: Lippincott.
- Oguma K. (1999). *Body Weight Scales Equipped with Body Fat Meter*. U.S. Patent 6370425.
- Pallàs-Areny R. and Webster J. G. (1993). Bioelectric Impedance Measurements using Synchronous Sampling. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, Vol. 40, pp. 824-829.
- Pallàs-Areny R. and Webster J. G. (1999). *Analog Signal Processing*. New York: Wiley-Interscience.
- Patil K. M., Babu M., Oommen P. K., Malaviya G. N., Hunson A. and Braak L. H. (1995). On Line System and Analysis of Standing and Walking Foot Pressures in Normals and Leprosy Patients in *Proceedings of the 14th Conference of the Biomedical Engineering Society of India*. New Delhi, pp. 123-124. 0-7803-2711-X.
- Rosell J. and Riu P. (1992). Common-Mode Feedback in Electrical Impedance Tomography. *Clinical Physics and Physiological Measurement*, Vol. 13, pp. 11-14.
- Shankar T. M. R. and Webster J. G. (1985). Contribution of Different Sized Vessels in the Extremities to the Arterial Pulse Waveform as Recorded by Electrical Impedance and Volume Plethysmography. *Medical and Biological Engineering and Computing*, Vol. 23, pp. 155-164.
- Shankar T. M. R., Webster J. G. and Shao S.-Y. (1985). Contribution of Vessel Volume Change and Blood Resistivity Change to the Electrical Impedance Pulse *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, Vol. 32, pp. 192-198.
- Spinelli E. M., Pallas-Areny R. and Mayosky M. A. (2003). AC-Coupled Front-End for Biopotential Measurements. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, Vol. 50, pp. 391-395.
- Spinelli E. M. and Mayosky M. A. (2005). Two-Electrode Biopotential Measurements: Power Line Interference Analysis. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, Vol. 52, pp. 1436-1442.
- Swanson D. K. y Webster J. G. (1983). Pressure-Induced Changes of Electrode Impedance Cause Negligible Errors in Impedance Plethysmography. *Journal of Clinical Engineering*, Vol. 8, pp. 229-233.
- Varanini M. (2004). QRS detector: Matlab Translation of the "Didactic" Version of QRS Detector Developed in Mathcad. Pisa: Matlab.

- Webster J. G. (1998) Measurement of Blood Flow and Volume of Blood, in *Medical Instrumentation. Application and Design*, edited by J.G. Webster. New York: John Wiley & Sons, pp. 357-359.
- Zipp P. and Ahrens H. (1979). A Model of Bioelectrode Motion Artefact and Reduction of Artefact by Amplifier Input Stage Design. *Journal of Biomedical Engineering*, Vol. 1, pp. 273-276.

Capítulo 3

- Blair D. P. and Sydenham P. H. (1975). Phase Sensitive Detection as a Means to Recover Signals Buried in Noise. *Journal of Physics E: Scientific Instruments*, Vol. 8, pp. 621-627.
- Bland J. M. and Altman D. G. (1986). Statistical Methods for Assessing Agreement Between Two Methods of Clinical Measurement. *The Lancet*, Vol. 327, pp. 307-310.
- Doebelin E. O. (1983). *Measurement Systems, Applications and Design*, 3rd. edition. Tokyo, Japan: Mc Graw Hill.
- Dorf R. C. (1989). *Sistemas Modernos de Control*, 2da. edición. Delaware: Adison-Wesley Iberoamericana.
- Elliott R. V., Packard R. G. and Kyrazis D. T. (1954). Acceleration Ballistocardiography: Design, Construction, and Application of a New Instrument. *Circulation*, Vol. 9, pp. 281-291.
- Guyton A. y Hall J. (2000). *Textbook of Medical Physiology* Tenth. edition. Philadelphia: Saunders.
- Hartog J. P. D. (1985). *Mechanical Vibrations*, 4th. edition. New York: Dover.
- Hoffmann K. (1989). *An Introduction to Measurements using Strain Gages*. Darmstadt: Hottinger Baldwin Messtechnik.
- Jones R. J. and Goulder N. E. (1950). An Empiric Approach to the Interpretation of the Low Frequency Critically Damped Ballistocardiogram. *Circulation*, Vol. 2, pp. 756-764.
- Laukkanen R. M. T. and Virtanen P. K. (1998). Heart Rate Monitors: State of Art. *Journal of Sports Sciences*, Vol. 16, pp. 3-7.
- Nagurka M. and Huang S. (2006). A Mass-Spring-Damper Model of a Bouncing Ball. *International Journal of Engineering Education*, Vol. 22, pp. 393 - 401.
- Pagnacco G., Oggero E., O'Reilly P. F., Warnecke M. J. and Berme N. (1999). Design and Testing of a 6-Component Ballistocardiographic Bed. *Biomedical Sciences Instrumentation*, Vol. 35, pp. 57-62.
- Pallás-Areny R. and Webster J. G. (1993). Bioelectric Impedance Measurements using Synchronous Sampling. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, Vol. 40, pp. 824-829.
- Pallás-Areny R. and Webster J. G. (1999). *Analog Signal Processing*. New York: Wiley-Interscience
- Reeves T. J., Jones W. B. and Hefner L. L. (1957). Design of an Ultra Low Frequency Force Ballistocardiograph on the Principle of the Horizontal Pendulum. *Circulation*, Vol. 16, pp. 36-42.
- Slattery C. and Nie M. (2005) A Reference Design for High-Performance, Low-Cost Weigh Scales. *Analog Dialogue 39-12*, Analog Devices: <http://www.analog.com/analogdialogue>
- Soames R. W. and Atha J. (1982). Three-Dimensional Ballistocardiographic Responses to Changes of Posture. *Clinical Physics and Physiological Measurement*, Vol. 3, pp. 169-177.

- Spinelli E. M., Pallàs-Areny R. and Mayosky M. A. (2003). AC-Coupled Front-End for Biopotential Measurements. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, Vol. 50, pp. 391-395.
- Ty Smith N. (1974) Ballistocardiography, in *Noninvasive Cardiology*, edited by M.D. Arnold M. Weissler. New York: Grune & Stratton, pp. 39 - 148.
- Webster J. G. (1998). *Medical Instrumentation: Application and Design*, 3rd. edition. New York: John Wiley and Sons.

Capítulo 4

- Allen J. (2007). Photoplethysmography and its Application in Clinical Physiological Measurement. *Physiological Measurement*, Vol. 28, pp. R1-R39.
- Barschdorff D. and Wei Z. (1994). Respiratory Rhythm Detection with Photoplethysmographic Methods in *Proceedings of the 16th Annual International Conference of the IEEE EMBS*. Baltimore, USA, pp. 912-913
- Cammann H. and Michel J. (2002). How to Avoid Misinterpretation of Heart Rate Variability Power Spectra? *Computer Methods and Programs in Biomedicine*, Vol. 68, pp. 15-23.
- Colominas i Balagué J., Rosell J. y Pallàs Areny R. (1987). Detección de la frecuencia respiratoria mediante procesado digital del ECG en las memorias del III Simposio Internacional de Ingeniería Biomédica. Madrid, pp. 435-438.
- Chen W., Zhu X., Nemoto T., Kitamura K.-i., Sugitani K. and Wei D. (2008). Unconstrained Monitoring of Long-Term Heart and Breath Rates During Sleep. *Physiological Measurement*, Vol. 29, pp. N1-N10.
- Dorfman Furman G., Shinar Z., Baharav A. and Akselrod S. (2005). Electrocardiogram Derived Respiration During Sleep in *Proceedings of the Computers in Cardiology*. Lyon, pp. 351-354.
- Ganong W. F. (1992). *Fisiología Médica* 13era. edición. México D.F.: Manual Moderno.
- Guyton A. and Hall J. (2000). *Textbook of Medical Physiology* 10th. edition. Philadelphia: Saunders.
- Johansson A. and Öberg P. Å. (1999a). Estimation of Respiratory Volumes from the Photoplethysmographic Signal. Part 2: A Model Study *Medical & Biological Engineering & Computing*, Vol. 37, pp. 48-53.
- Johansson A. and Öberg P. Å. (1999b). Estimation of Respiratory Volumes from the Photoplethysmographic Signal. Part 1: Experimental Results. *Medical & Biological Engineering & Computing*, Vol. 37, pp. 42-47.
- Johnston W. S. and Mendelson Y. (2004). Extracting Breathing Rate Information from a Wearable Reflectance Pulse Oximeter Sensor in *Proceedings of the 26th Annual International Conference of the IEEE EMBS*. San Francisco, CA, pp. 5388-5391.
- Kotani K., Hidaka I., Yamamoto Y. and Ozono S. (2000). Analysis of Respiratory Sinus Arrhythmia with Respect to Respiratory Phase. *Methods of Information in Medicine*, Vol. 39, pp. 153-156.
- Krieger B., Feinerman D., Zaron A. and Bizousky F. (1986). Continuous Noninvasive Monitoring of Respiratory Rate in Critically Ill Patients. *Chest*, Vol. 90, pp. 632-634.
- Lamb L. E. (1957). The Effects of Respiration on the Electrocardiogram in Relation to Differences in Right and Left Ventricular Stroke Volume. *American Heart Journal*, Vol. 54, pp. 342-351.

- Lindberg L.-G., Ugnell H. and Öberg P. A. (1992). Monitoring of Respiratory and Heart Rates Using a Fibre-Optic Sensor *Medical & Biological Engineering & Computing*, Vol. 30, pp. 533-537.
- Mantaras M. C., Carrasco S., Gaitan M. J. and Gonzalez R. (2003). Comparison of Indexes of Respiratory Sinus Arrhythmia in *Proceedings of the 25th Annual International Conference of the IEEE EMBS*. Cancun, pp. 232-235.
- Mathews L. R. (1996). *Cardiopulmonary Anatomy and Physiology*. Philadelphia: Lippincott.
- Mazzanti B., Lamberti C. and De Bie J. (2003). Validation of an ECG-Derived Respiration Monitoring Method in *Proceedings of the Computers in Cardiology*. Chalkidiki, Greece, pp. 613-616.
- Moody G. B., Mark R. G., Zoccola A. and Mantero S. (1985). Derivation of Respiratory Signals from Multi-Lead ECGs. *Computers in Cardiology*, Vol. 12, pp. 113-116.
- Nakajima K., Tamura T., Ohta T., Miike H. and Oberg P. A. (1993). Photoplethysmographic Measurement of Heart and Respiratory Rates using Digital Filters in *Proceedings of the 15th Annual International Conference of the IEEE EMBS*. San Diego, USA, pp. 1006-1007.
- Nakajima K., Tamura T. and Miike H. (1996). Monitoring of Heart and Respiratory Rates by Photoplethysmography Using a Digital Filtering Technique. *Medical Engineering and Physics*, Vol. 18, pp. 365-372.
- Nazeran H., Behbehani K., Fu-Chung Y. and Ray P. (1998). Reconstruction of Respiratory Patterns from Electrocardiographic Signals in *Proceedings of the 2nd International Conference on Bioelectromagnetism*. Melbourne, Australia, pp. 183-184.
- Oppenheim A. V. and Willsky A. S. (1997). *Signals and Systems* 2nd. edition. New Jersey: Prentice Hall.
- Pagnacco G., Oggero E., O'Reilly P. F., Warnecke M. J. and Berme N. (1999). Design and Testing of a 6-Component Ballistocardiographic Bed. *Biomedical Sciences Instrumentation*, Vol. 35, pp. 57-62.
- Pallas-Areny R., Colominas-Balague J. and Rosell F. J. (1989). The Effect of Respiration-Induced Heart Movements on the ECG. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, Vol. 36, pp. 585-590.
- Pallás-Areny R. and Webster J. G. (1993). Bioelectrical Impedance Measurements Using Synchronous Sampling. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, Vol. 40, pp. 824-829.
- Pallás Areny R. (1993). *Adquisición y distribución de señales*. Barcelona: Marcombo.
- Pallás-Areny R. and Webster J. G. (1999). *Analog Signal Processing*. New York: Wiley Interscience.
- Ruttkay-Nedecký I. (1971). Respiratory Changes of Instantaneous Spatial Cardiac Vectors in *Proceedings of the 11th International Vectorcardiography Symposium*. New York, USA, pp. 115-118.
- Schäfer A. and Kratky K. W. (2008). Estimation of Breathing Rate from Respiratory Sinus Arrhythmia: Comparison of Various Methods. *Annals of Biomedical Engineering*, Vol. 36, pp. 476-485.
- Tavakolian K., Vaseghi A. and Kaminska B. (2008). Improvement of Ballistocardiogram Processing by Inclusion of Respiration Information. *Physiological Measurement*, Vol. 29, pp. 771-781.
- Thakor N. V. and Webster J. G. (1982). Design and Evaluation of QRS and Noise Detectors for Ambulatory E.C.G. Monitors. *Medical & Biological Engineering & Computing*, Vol. 20, pp. 709-714.
- Traganitis A. P. (1985). A Simple Linear Interpolating Filter. *International Journal of Electronics*, Vol. 59, pp. 369-374.

- Travaglini A., Lamberti C., DeBie J. and Ferri M. (1998). Respiratory Signal Derived from Eight-Lead ECG in *Proceedings of the Computers in Cardiology*. Cleveland, USA, pp. 65-68.
- Ty Smith N. (1974) Ballistocardiography, in *Noninvasive Cardiology*, edited by M.D. Arnold M. Weissler. New York: Grune & Stratton, pp. 39 - 148.
- Usui T., Matsubara A. and Tanaka S. (2004). Unconstrained and Noninvasive Measurement of Heartbeat and Respiration Using an Acoustic Sensor Enclosed in an Air Pillow in *Proceedings of the SICE Annual Conference*. Sapporo, Japan, pp. 2648-2651.
- Watanabe K., Watanabe T., Watanabe H., Ando H., Ishikawa T. and Kobayashi K. (2005). Noninvasive Measurement of Heartbeat, Respiration, Snoring and Body Movements of a Subject in Bed Via a Pneumatic Method. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, Vol. 52, pp. 2100-2107.

Publicaciones

“Las ciencias tienen raíces amargas, pero muy dulces frutos”

Aristóteles

Comunicaciones en congresos

1. González Landaeta R., Casas O. y Pallàs Areny R. (2005). Obtención del ritmo cardiaco mediante medidas de bioimpedancia plantar *en las memorias del XXIII Congreso Anual de la Sociedad Española de Bioingeniería*. Madrid, España, pp. 359-362.
2. González-Landaeta R., Casas O. and Pallàs-Areny R. (2006). Heart Rate Detection from Plantar Bioimpedance Measurements *in Proceedings of the 28th Annual International Conference of the IEEE EMBS*. New York, USA, pp. 5113-5116.
3. González-Landaeta R., Casas O. and Pallàs-Areny R. (2007). Heart Rate Detection from an Electronic Weighing Scale *in Proceedings of the 29th Annual International Conference of the IEEE EMBS*. Lyon, France, pp. 6282-6285.
4. González-Landaeta R., Casas O. and Pallàs-Areny R. (2007). Bathroom Scales as Patient Interfaces for Home Health Care *in Proceedings of the 1st International Conference on Advancements of Medicine and Health Care through Technology*. Cluj-Napoca, Rumania, pp. 173-176.
5. González Landaeta R., Casas O. y Pallàs Areny R. (2007). Detección de las frecuencias cardiaca y respiratoria mediante una báscula electrónica *en las memorias del IV Congreso Latinoamericano de Ingeniería Biomédica*. Isla de Margarita, Venezuela, pp. 448-451.

Artículos en revistas

1. González-Landaeta R., Casas O. and Pallàs-Areny R. (2008). Heart Rate Detection from Plantar Bioimpedance Measurements. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, Vol. 55, pp. 1163-1167.

2. González-Landaeta R., Casas O. and Pallàs-Areny R. (2008). Heart Rate Detection from an Electronic Weighing Scale. *Physiological Measurement*, Vol. 29, pp. 979-988.

Propuestas de Patente

1. Pallàs Areny R., Casas O. y González Landaeta R. (2005). *Método y aparato para obtener la frecuencia cardiaca a partir de las variaciones de impedancia eléctrica medida entre los pies*. Patente 2005026570, España.
2. Pallàs Areny R., Casas O. y González Landaeta R. (2007). *Método para obtener la frecuencia cardiaca y la frecuencia respiratoria en básculas electrónicas pesa-personas*. Patente 200702181, España

Apéndices

"Lo que sabemos es una gota de agua; lo que ignoramos es el océano"

Isaac newton

Apéndice 1

Cálculo de las impedancias de entrada en modo diferencial y en modo común de la red flotante de acoplamiento en alterna

La figura A1.1 muestra la red flotante de acoplamiento en alterna empleada en los capítulos 2 y 3 y su circuito equivalente, obtenido a partir de una transformación triángulo-estrella.

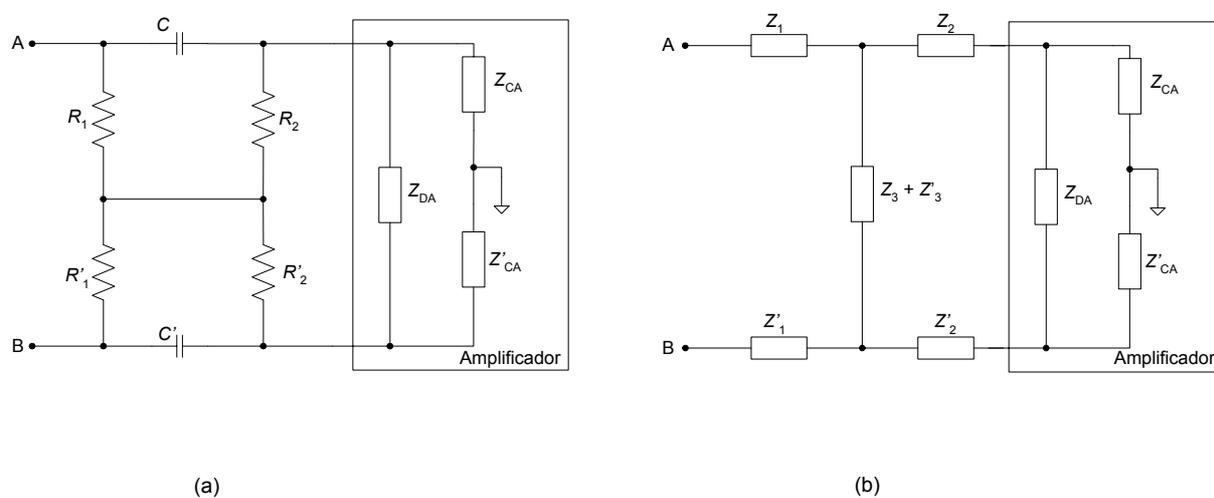


Figura A1.1. Red flotante de acoplamiento en alterna (a) y su circuito equivalente (b)

Z_{DA} y Z_{CA} son las impedancias en modo diferencial y en modo común del amplificador, respectivamente. Si $R_1 = R'_1$, $R_2 = R'_2$ y $C = C'$, entonces $Z_1 = Z'_1$, $Z_2 = Z'_2$ y $Z_3 = Z'_3$ y sus expresiones son:

$$Z_1(s) = \frac{R_1/Cs}{R_1 + R_2 + 1/Cs}, \quad (A1-1)$$

$$Z_2(s) = \frac{R_2/Cs}{R_1 + R_2 + 1/Cs}, \quad (A1-2)$$

$$Z_3(s) = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2 + 1/Cs} \quad (\text{A1-3})$$

A partir del circuito de la figura A1.1b, se estiman las impedancias en modo diferencial Z_D y en modo común Z_C vistas desde los nodos terminales A y B, tal y como se muestra en la figura A1.2.

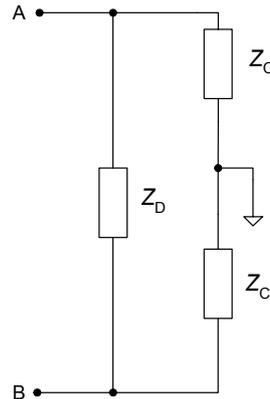


Figura A1.2. Circuito equivalente donde se muestran las impedancias en modo diferencial y en modo común de la red flotante vista desde los terminales A y B

En el circuito de la figura A1.2, Z_D es:

$$Z_D(s) = [2Z_1(s) + 2Z_3(s)] \parallel [2Z_2(s) + Z_{DA}(s)] \quad (\text{A1-4})$$

Para reducir los errores por efecto de carga, hay que elegir Z_2 y $Z_1 \ll Z_{DA}$, por lo que (A1-4) se puede reescribir como:

$$Z_D(s) \approx [2Z_1(s) + 2Z_3(s)] \parallel Z_{DA}(s) \quad (\text{A1-5})$$

Sustituyendo (A1-1) y (A1-3) en (A1-5) y resolviendo, el resultado es:

$$Z_D(s) \approx \frac{Z_{DA}(s)[2R_1(1 + R_2Cs)]}{Z_{DA}(s)[(R_1 + R_2)Cs + 1] + 2R_1(1 + R_2Cs)} \quad (\text{A1-6})$$

Sabiendo que

$$Z_{DA}(s) = \frac{R_D}{R_D C_D s + 1}, \quad (\text{A1-7})$$

donde R_D y C_D son la resistencia y el condensador en modo diferencial del amplificador, respectivamente, se obtiene:

$$Z_D(s) \approx \frac{2R_1(1 + R_2Cs)}{(R_1 + R_2)Cs + 1 + \frac{2R_1}{R_D}(R_D C_D s + 1)(1 + R_2Cs)} \quad (\text{A1-8})$$

En los amplificadores actuales, R_D es del orden de los gigaohms e incluso teraohms, mientras que R_1 alcanza algunas unidades de megaohms, sobre todo para fuentes de señal con alta impedancia de salida. Asumiendo, pues, $R_D \gg R_1$, $Z_D(s)$ es:

$$Z_D(s) \approx \frac{2R_1(1 + R_2Cs)}{(R_1 + R_2)Cs + 1}, \quad (\text{A1-9})$$

cuyo valor en continua es $2R_1$. Para frecuencias superiores a $[(R_1 + R_2)C]^{-1}$, dicho valor decrece hasta que a la frecuencia de corte $(R_2C)^{-1}$ alcanza un valor mínimo de $2(R_1 \parallel R_2)$, (figura A1.3).

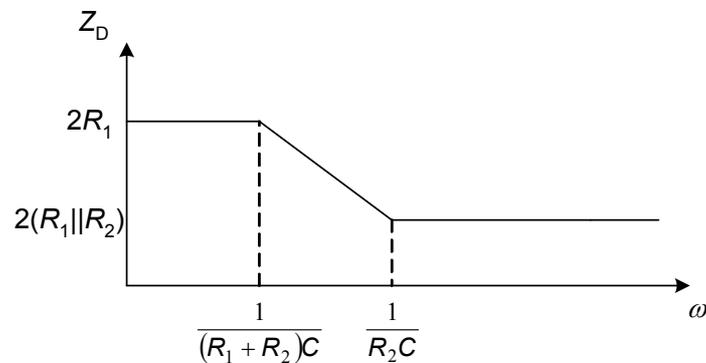


Figura A1.3. Comportamiento de Z_D con respecto a la frecuencia

Para calcular Z_C se utiliza el circuito equivalente de la figura A1.4, el cual se ha obtenido a partir de la figura A1.1b. Si se aplica una tensión entre ambos terminales y masa, como el circuito es simétrico, esto es $Z_1 = Z'_1$, $Z_2 = Z'_2$ y $Z_{CA} = Z'_{CA}$, no hay circulación de corriente por Z_3 y Z'_3 , por lo que

$$Z_C(s) = Z_2(s) + Z_{CA}(s) \quad (\text{A1-10})$$

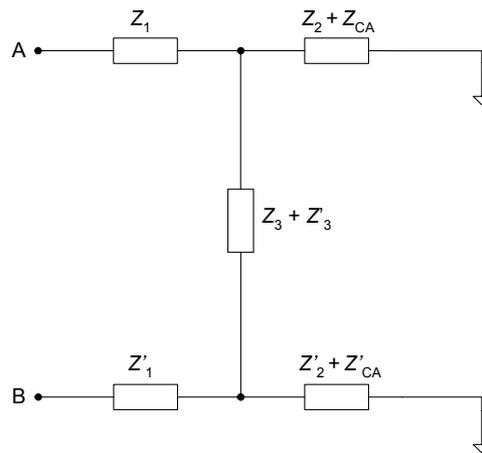


Figura A1.4. Circuito equivalente del sistema mostrado en la figura A1.1b

Para no degradar el CMRR, se debe elegir $Z_{CA} \gg Z_2$, por lo que (A1-10) resulta:

$$Z_C(s) \approx Z_{CA}(s), \quad (\text{A1-11})$$

donde

$$Z_{CA}(s) = \frac{R_{CA}}{R_{CA} C_{CA} s + 1}, \quad (\text{A1-12})$$

siendo R_{CA} y C_{CA} la resistencia y el condensador en modo común del amplificador, respectivamente. Por tanto, la impedancia en modo común de esta red está determinada por la impedancia en modo común del amplificador al cual está conectada.

Apéndice 2

Análisis de ruido en filtros paso-alto diferenciales

El siguiente análisis está orientado a las redes de acoplamiento en alterna con entrada y salida diferenciales utilizadas en los capítulos 2 y 3.

1. Red flotante

En la figura A2.1 se muestra el modelo de ruido de la red flotante (figuras 2.9, 3.8 y 3.12) incluyendo las fuentes de ruido de la etapa de amplificación.

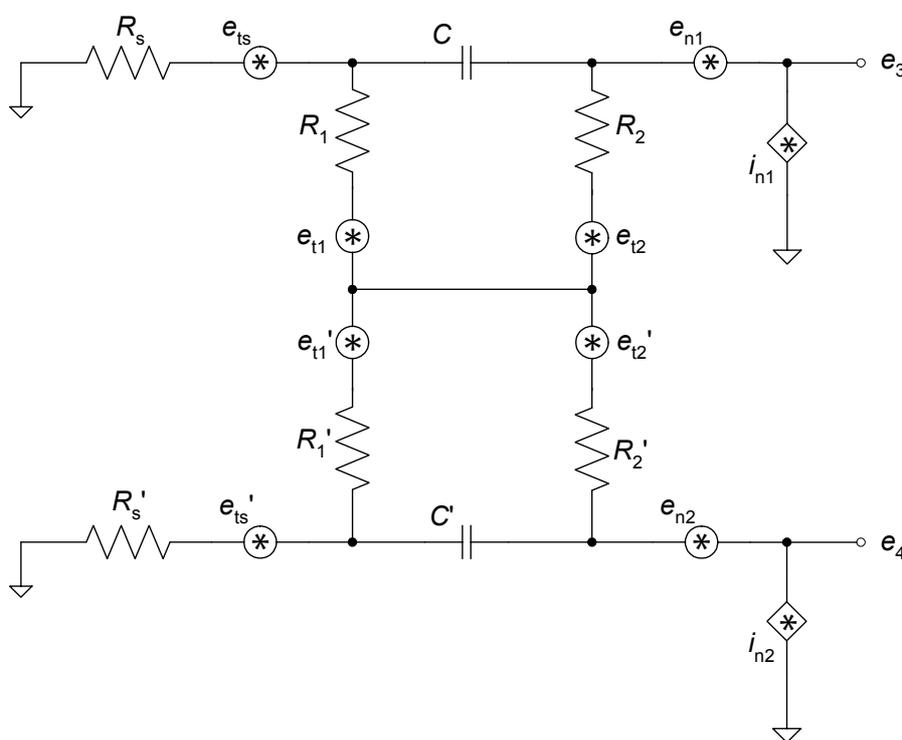


Figura A2.1. Modelo de ruido de la red flotante con la contribución de ruido de la etapa de amplificación

Para analizar la contribución de cada fuente de ruido, éstas se reemplazan por fuentes de tensión o corriente convencionales con polaridades arbitrarias, tal y como se muestra en la figura A2.2. Además, para simplificar el análisis se procede como sigue:

1. No se tiene en cuenta las tolerancias de los componentes.

2. La impedancia de entrada de los amplificadores se considera infinita.
3. El circuito se simplifica considerando que es simétrico y por tanto sólo se calcula $e_3(e_{ts}, e_{t1}, e_{t2}, e_{n1}, i_{n1})$ y $e_4(e_{ts}, e_{t1}, e_{t2}, e_{n1}, i_{n1})$. Para las otras fuentes se tiene que:

$$e_3(e'_{ts}, e'_{t1}, e'_{t2}, e_{n2}, i_{n2}) = e_4(e_{ts}, e_{t1}, e_{t2}, e_{n1}, i_{n1})$$

$$e_4(e'_{ts}, e'_{t1}, e'_{t2}, e_{n2}, i_{n2}) = e_3(e_{ts}, e_{t1}, e_{t2}, e_{n1}, i_{n1})$$

4. La densidad espectral de potencia total de ruido en los nodos 3 y 4 es:

$$(e_3 - e_4)^2 = [e_3(e_{ts}) - e_4(e_{ts})]^2 + [e_3(e'_{ts}) - e_4(e'_{ts})]^2 + [e_3(e_{t1}) - e_4(e_{t1})]^2 + [e_3(e'_{t1}) - e_4(e'_{t1})]^2$$

$$+ [e_3(e_{t2}) - e_4(e_{t2})]^2 + [e_3(e'_{t2}) - e_4(e'_{t2})]^2 + [e_3(i_{n1}) - e_4(i_{n1})]^2 + [e_3(i_{n2}) - e_4(i_{n2})]^2 + [e_3(e_n) - e_4(e_n)]^2$$

5. Cada una de las contribuciones se calcula por separado aplicando el principio de superposición.
6. Se supone $R_s = R'_s$, $R_1 = R'_1$, $R_2 = R'_2$ y $C = C'$.

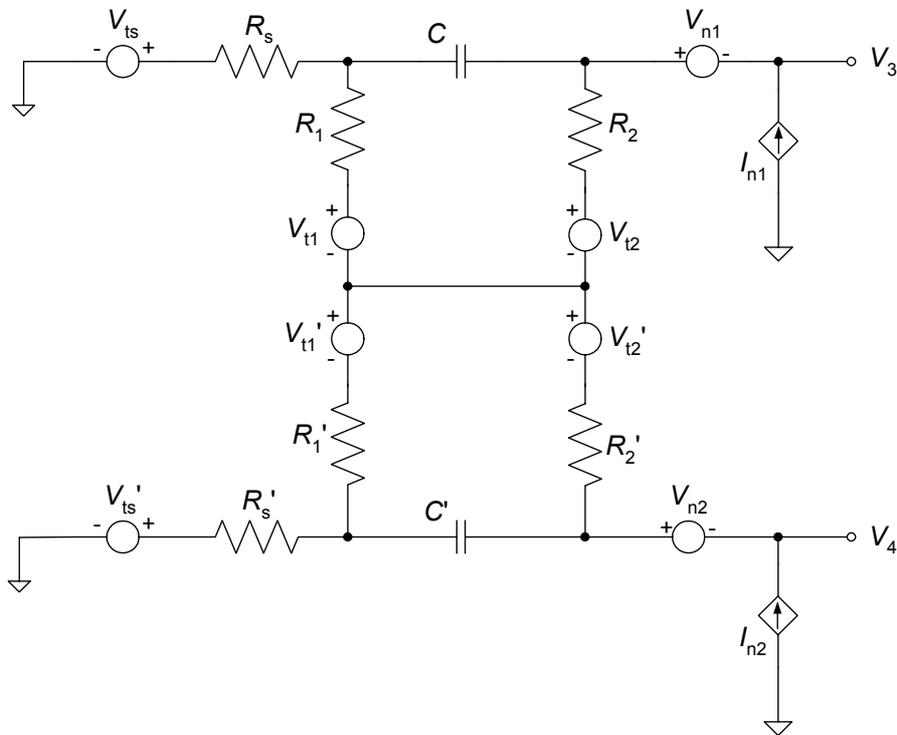


Figura A2.2. Circuito equivalente donde las fuentes de ruido mostradas en la figura A2.1 se han reemplazado por fuentes convencionales de tensión o corriente con polaridades arbitrarias

- $V_3(V_{ts}), V_4(V_{ts})$

$V_3(V_{ts})$ y $V_4(V_{ts})$ se calculan a partir del circuito equivalente de la figura A2.3, que se obtiene aplicando una transformación triángulo-estrella al circuito de la figura A2.2. $Z_1 = Z'_1$, $Z_2 = Z'_2$ y $Z_3 = Z'_3$, son:

$$Z_1(s) = \frac{R_1}{(R_1 + R_2)Cs + 1}, \quad (\text{A2-1})$$

$$Z_2(s) = \frac{R_2}{(R_1 + R_2)Cs + 1}, \quad (\text{A2-2})$$

$$Z_3(s) = \frac{R_1 R_2 Cs}{(R_1 + R_2)Cs + 1} \quad (\text{A2-3})$$

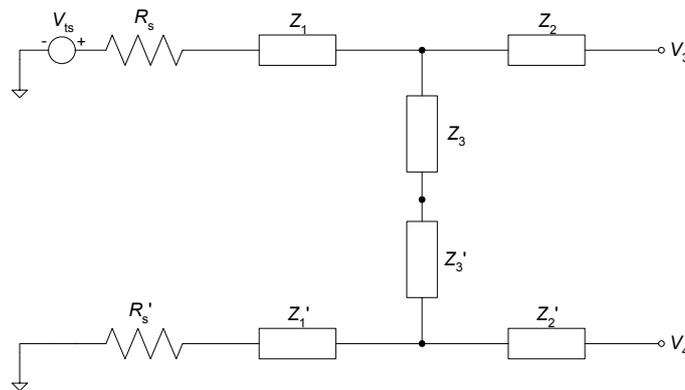


Figura A2.3. Transformación triángulo-estrella del circuito de la figura A2.2

$$V_3(V_{ts}) = V_{ts} \frac{Z_1 + 2Z_3 + R_s}{2(Z_1 + Z_3 + R_s)}, \quad (\text{A2-4})$$

$$V_4(V_{ts}) = V_{ts} \frac{Z_1 + R_s}{2(Z_1 + Z_3 + R_s)} \quad (\text{A2-5})$$

Sustituyendo Z_1 y Z_3 , (A2-4) y (A2-5) quedan:

$$V_3(V_{ts}) = \frac{1}{2} V_{ts} \frac{R_1(1+2R_2Cs) + R_s[(R_1+R_2)Cs+1]}{R_1(1+R_2Cs) + R_s[(R_1+R_2)Cs+1]}, \quad (\text{A2-6})$$

$$V_4(V_{ts}) = \frac{1}{2} V_{ts} \frac{R_1 + R_s[(R_1+R_2)Cs+1]}{R_1(1+R_2Cs) + R_s[(R_1+R_2)Cs+1]} \quad (\text{A2-7})$$

Como condición de diseño se elige $R_1, R_2 \gg R_s$, por lo que (A2-6) y (A2-7) se simplifican:

$$V_3(V_{ts}) \approx \frac{1}{2} V_{ts} \frac{1+2R_2Cs}{1+R_2Cs}, \quad (\text{A2-8})$$

$$V_4(V_{ts}) \approx \frac{1}{2} V_{ts} \frac{R_1 + R_s(R_1+R_2)Cs}{R_1(1+R_2Cs)} \quad (\text{A2-9})$$

Si $R_1 = R_2 = R$ (condición utilizada en los capítulos 2 y 3), $V_3(V_{ts})$ y $V_4(V_{ts})$ son:

$$V_3(V_{ts}) \approx \frac{1}{2} V_{ts} \frac{1+2RCs}{1+RCs}, \quad (\text{A2-10})$$

$$V_4(V_{ts}) \approx \frac{1}{2} V_{ts} \frac{1+2R_sCs}{1+RCs} \quad (\text{A2-11})$$

- $V_3(I_{n1})$ y $V_4(I_{n1})$

Para calcular $V_3(I_{n1})$ y $V_4(I_{n1})$, el circuito equivalente es el de la figura A2.4. Mediante análisis de nodos se obtiene:

$$I_{n1} = \frac{V_x}{Z_1 + R_s} + \frac{V_x}{Z_1 + 2Z_3 + R_s} \quad (\text{A2-12})$$

Resolviendo (A2-12) para V_x , resulta:

$$V_x = I_{n1} \frac{(Z_1 + R_s)(Z_1 + 2Z_3 + R_s)}{2(Z_1 + Z_3 + R_s)} \quad (\text{A2-13})$$

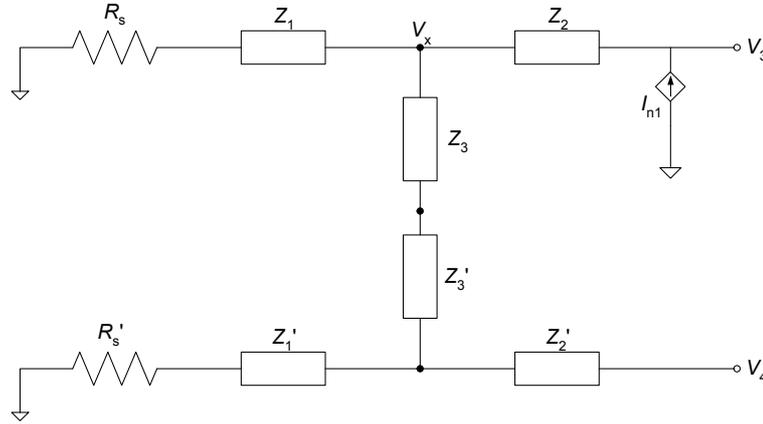


Figura A2.4. Circuito equivalente utilizado para calcular la contribución de I_{n1}

$V_3(I_{n1})$ es:

$$V_3(I_{n1}) = I_{n1}Z_2 + V_x = I_{n1} \left(Z_2 + \frac{(Z_1 + R_s)(Z_1 + 2Z_3 + R_s)}{2(Z_1 + Z_3 + R_s)} \right) \quad (\text{A-14})$$

Sustituyendo Z_1 , Z_2 , Z_3 y resolviendo, el resultado es:

$$V_3(I_{n1}) = \left(R_1 R_2 R_s \left(R_1 + \frac{1}{2} \frac{R_1 R_s}{R_2} + R_2 + \frac{1}{2} \frac{R_s R_2}{R_1} + R_s \right) C^2 s^2 + R_1 R_2 R_s \left(\frac{R_1}{R_s} + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_s}{R_1} + \frac{R_2}{R_s} + \frac{R_s}{R_2} + 3 \right) C s \right. \\ \left. + R_s \left(R_1 + R_2 + \frac{R_s}{2} \right) + R_1 \left(R_2 + \frac{R_1}{2} \right) \right) \frac{I_{n1}}{\left((R_1 R_s + R_2 R_s + R_1 R_2) C s + R_1 + R_s \right) \left((R_1 + R_2) C s + 1 \right)} \quad (\text{A2-15})$$

$V_4(I_{n1})$ se obtiene a partir de un divisor de tensión:

$$V_4(I_{n1}) = V_x \frac{Z_1 + R_s}{Z_1 + 2Z_3 + R_s} \quad (\text{A2-16})$$

Sustituyendo (A2-13) en (A2-16) se obtiene:

$$V_4(I_{n1}) = I_{n1} \frac{(Z_1 + R_s)^2}{2(Z_1 + Z_3 + R_s)} \quad (\text{A2-17})$$

Reemplazando las expresiones de Z_1 y Z_3 , resulta:

$$V_4(I_{n1}) = \frac{1}{2} I_{n1} \frac{[R_1 + R_s((R_1 + R_2)Cs + 1)]^2}{[R_1 + R_s((R_1 + R_2)Cs + 1) + R_1 R_2 Cs][(R_1 + R_2)Cs + 1]} \quad (\text{A2-18})$$

Si $R_1, R_2 \gg R_s$, $V_3(I_{n1})$ y $V_4(I_{n1})$ quedan:

$$V_3(I_{n1}) \approx I_{n1} \frac{R_2[(R_1 + R_2)Cs(R_s Cs + 1) + 1] + \frac{1}{2} R_1}{(R_2 Cs + 1)[(R_1 + R_2)Cs + 1]}, \quad (\text{A2-19})$$

$$V_4(I_{n1}) \approx \frac{1}{2} I_{n1} \frac{[R_1 + R_s((R_1 + R_2)Cs + 1)]^2}{R_1(R_2 Cs + 1)[(R_1 + R_2)Cs + 1]} \quad (\text{A2-20})$$

Para $R_1 = R_2 = R$, (A2-19) y (A2-20) se simplifican:

$$V_3(I_{n1}) \approx \frac{1}{2} I_{n1} \frac{R[4RCs(R_s Cs + 1) + 3]}{(RCs + 1)(2RCs + 1)}, \quad (\text{A2-21})$$

$$V_4(I_{n1}) \approx \frac{1}{2} I_{n1} \frac{R(2R_s Cs + 1)}{(RCs + 1)(2RCs + 1)} \quad (\text{A2-22})$$

- $V_3(V_{t1}), V_4(V_{t1})$

$V_3(V_{t1})$ y $V_4(V_{t1})$ se calculan a partir del circuito de la figura A2.5

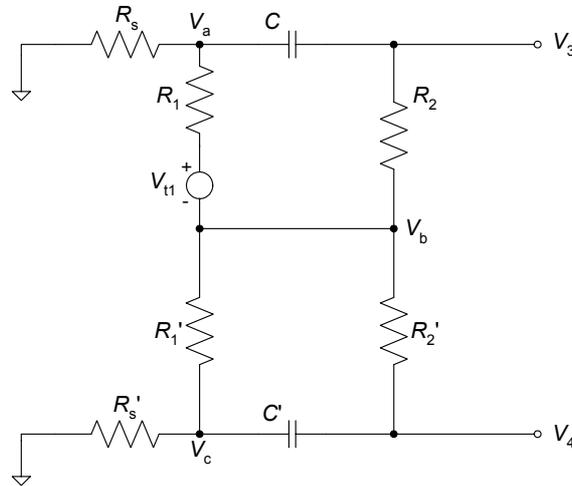


Figura A2.5. Circuito equivalente para calcular la contribución de V_{t1}

Mediante análisis de nodos se obtiene el siguiente sistema de ecuaciones:

$$\begin{cases} V_a \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_s} + Cs \right) - \frac{V_b}{R_1} - V_3 Cs = \frac{V_{t1}}{R_1} \\ -V_a Cs - \frac{V_b}{R_2} + V_3 \left(\frac{1}{R_2} + Cs \right) = 0 \\ -\frac{V_a}{R_1} + V_b \left(\frac{2}{R_1} + \frac{2}{R_2} \right) - \frac{V_c}{R_1} - \frac{V_3}{R_2} - \frac{V_4}{R_2} = -\frac{V_{t1}}{R_1} \\ -\frac{V_b}{R_1} + V_c \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_s} + Cs \right) - V_4 Cs = 0 \\ -\frac{V_b}{R_2} - V_c Cs + V_4 \left(\frac{1}{R_2} + Cs \right) = 0 \end{cases}$$

Resolviendo para V_3 y V_4 , resulta:

$$V_3(V_{t1}) = \frac{1}{2} V_{t1} \frac{R_2 R_s (R_1 + R_2) C^2 s^2 - R_1 (R_2 + R_s) Cs - (R_1 + R_s)}{(R_1^2 R_2 + R_1 R_2^2 + R_2^2 R_s + 2R_1 R_2 R_s + R_1^2 R_s) C^2 s^2 + (R_1^2 + 2R_1 R_s + 2R_1 R_2 + 2R_2 R_s) Cs + R_1 + R_s} \quad (\text{A2-23})$$

$$V_4(V_{t1}) = -\frac{1}{2}V_{t1} \frac{(R_s(R_1 + R_2)Cs + R_1 + R_s)(1 + R_2Cs)}{(R_1^2R_2 + R_1R_2^2 + R_2^2R_s + 2R_1R_2R_s + R_1^2R_s)C^2s^2 + (R_1^2 + 2R_1R_s + 2R_1R_2 + 2R_2R_s)Cs + R_1 + R_s} \quad (\text{A2-24})$$

Si $R_1, R_2 \gg R_s$, (A2-23) y (A2-24) se simplifican:

$$V_3(V_{t1}) \approx \frac{1}{2}V_{t1} \frac{R_sR_2(R_1 + R_2)C^2s^2 - R_1(R_2Cs + 1)}{R_1[R_2(R_1 + R_2)C^2s^2 + (R_1 + 2R_2)Cs + 1]}, \quad (\text{A2-25})$$

$$V_4(V_{t1}) \approx -\frac{1}{2}V_{t1} \frac{[R_s(R_1 + R_2)Cs + R_1](1 + R_2Cs)}{R_1[R_2(R_1 + R_2)C^2s^2 + (R_1 + 2R_2)Cs + 1]} \quad (\text{A2-26})$$

Si $R_1 = R_2 = R$, $V_3(V_{t1})$ y $V_4(V_{t1})$ resultan:

$$V_3(V_{t1}) \approx \frac{1}{2}V_{t1} \frac{RCs(2R_sCs - 1) - 1}{(RCs + 1)(2RCs + 1)}, \quad (\text{A2-27})$$

$$V_4(V_{t1}) \approx -\frac{1}{2}V_{t1} \frac{2R_sCs + 1}{2RCs + 1} \quad (\text{A2-28})$$

- $V_3(V_{t2}), V_4(V_{t2})$

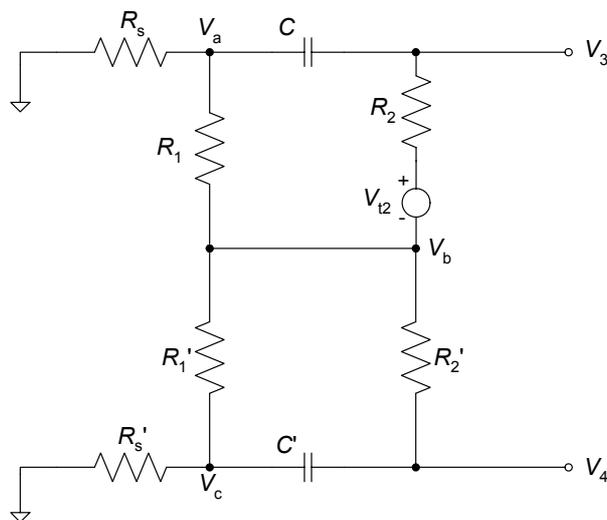


Figura A2.6. Circuito equivalente para calcular la contribuci3n de V_{t2}

Para calcular la contribución de V_{12} se utiliza el circuito de la figura A2.6. Mediante análisis de nodos se obtiene el siguiente sistema de ecuaciones:

$$\begin{cases} V_a \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_s} + Cs \right) - \frac{V_b}{R_1} - V_3 Cs = 0 \\ -V_a Cs - \frac{V_b}{R_2} + V_3 \left(\frac{1}{R_2} + Cs \right) = \frac{V_{12}}{R_2} \\ -\frac{V_a}{R_1} + V_b \left(\frac{2}{R_1} + \frac{2}{R_2} \right) - \frac{V_c}{R_1} - \frac{V_3}{R_2} - \frac{V_4}{R_2} = -\frac{V_{12}}{R_2} \\ -\frac{V_b}{R_1} + V_c \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_s} + Cs \right) - V_4 Cs = 0 \\ -\frac{V_b}{R_2} - V_c Cs + V_4 \left(\frac{1}{R_2} + Cs \right) = 0 \end{cases}$$

Resolviendo para V_3 y V_4 y aplicando la condición de diseño $R_1, R_2 \gg R_s$, resulta:

$$V_3(V_{12}) \approx \frac{1}{2} V_{12} \frac{R_s(R_1 + R_2)C^2s^2 + (R_1 + 2R_2)Cs + 2}{R_2(R_1 + R_2)C^2s^2 + (R_1 + 2R_2)Cs + 1}, \quad (\text{A2-29})$$

$$V_4(V_{12}) \approx -\frac{1}{2} V_{12} \frac{Cs[R_s(R_1 + R_2)Cs + R_1]}{R_2(R_1 + R_2)C^2s^2 + (R_1 + 2R_2)Cs + 1} \quad (\text{A2-30})$$

Para $R_1 = R_2 = R$, se obtiene:

$$V_3(V_{12}) \approx \frac{1}{2} V_{12} \frac{RCs(2R_sCs + 3) + 2}{(RCs + 1)(2RCs + 1)}, \quad (\text{A2-31})$$

$$V_4(V_{12}) \approx -\frac{1}{2} V_{12} \frac{RCs(2R_sCs + 1)}{(RCs + 1)(2RCs + 1)} \quad (\text{A2-32})$$

- $V_3(V_{n1}), V_4(V_{n1})$

La contribución de V_{n1} se calcula a partir del circuito de la figura A2.7.

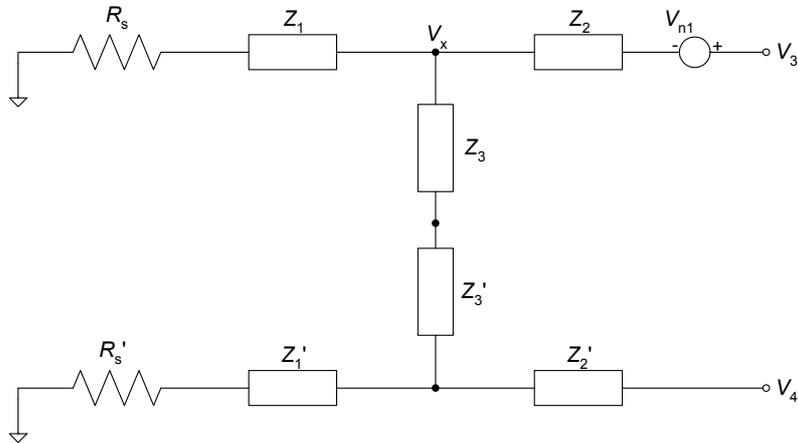


Figura A2.7. Circuito equivalente para estimar la contribución de V_{n1}

Como la impedancia de entrada del amplificador se supone infinita, no hay circulación de corriente por Z_2 , por tanto:

$$V_3(V_{n1}) = V_{n1}$$

Mediante análisis de nodos se obtiene:

$$-\frac{V_x}{Z_1 + R_s} = \frac{V_x - V_4}{2Z_3} = \frac{V_4}{Z_1 + R_s} = 0 \quad (\text{A2-33})$$

Para que se cumpla (A2-33), $V_x = V_4 = 0$, por lo que $V_4(V_{n1}) = 0$

En la tabla A2.1 se presentan las funciones de transferencia de la contribución de cada fuente de ruido en términos de densidad espectral de potencia. La suma cuadrática de cada una de dichas contribuciones resulta en la densidad espectral de potencia total de ruido en los terminales de salida de la red flotante.

Tabla A2.1. Funciones de transferencias respectivas para las contribuciones de cada fuente de ruido a la densidad espectral de potencia de ruido en las terminales de salida de la red flotante

Densidad espectral de potencia a la salida (V ² /Hz)	e_3^2	e_4^2
Fuente de ruido		
e_{ts}^2 (V ² /Hz)	$\left \frac{1}{2} \frac{2RCs + 1}{RCs + 1} \right ^2$	$\left \frac{1}{2} \frac{2R_s Cs + 1}{RCs + 1} \right ^2$
$e'_{ts}{}^2$ (V ² /Hz)	$\left \frac{1}{2} \frac{2R_s Cs + 1}{RCs + 1} \right ^2$	$\left \frac{1}{2} \frac{2RCs + 1}{RCs + 1} \right ^2$
i_{n1}^2 (A ² /Hz)	$\left \frac{1}{2} \frac{R[4RCs(R_s Cs + 1) + 3]}{(RCs + 1)(2RCs + 1)} \right ^2$	$\left \frac{1}{2} \frac{R(2R_s Cs + 1)}{(RCs + 1)(2RCs + 1)} \right ^2$
i_{n2}^2 (A ² /Hz)	$\left \frac{1}{2} \frac{R(2R_s Cs + 1)}{(RCs + 1)(2RCs + 1)} \right ^2$	$\left \frac{1}{2} \frac{R[4RCs(R_s Cs + 1) + 3]}{(RCs + 1)(2RCs + 1)} \right ^2$
e_{t1}^2 (V ² /Hz)	$\left \frac{1}{2} \frac{RCs(2R_s Cs - 1) - 1}{(RCs + 1)(2RCs + 1)} \right ^2$	$\left \frac{1}{2} \frac{2R_s Cs + 1}{2RCs + 1} \right ^2$
$e'_{t1}{}^2$ (V ² /Hz)	$\left \frac{1}{2} \frac{2R_s Cs + 1}{2RCs + 1} \right ^2$	$\left \frac{1}{2} \frac{RCs(2R_s Cs - 1) - 1}{(RCs + 1)(2RCs + 1)} \right ^2$
e_{t2}^2 (V ² /Hz)	$\left \frac{1}{2} \frac{RCs(2R_s Cs + 3) + 2}{(RCs + 1)(2RCs + 1)} \right ^2$	$\left \frac{1}{2} \frac{RCs(2R_s Cs + 1)}{(RCs + 1)(2RCs + 1)} \right ^2$
$e'_{t2}{}^2$ (V ² /Hz)	$\left \frac{1}{2} \frac{RCs(2R_s Cs + 1)}{(RCs + 1)(2RCs + 1)} \right ^2$	$\left \frac{1}{2} \frac{RCs(2R_s Cs + 3) + 2}{(RCs + 1)(2RCs + 1)} \right ^2$
e_{n1}^2 (V ² /Hz)	1	0
e_{n2}^2 (V ² /Hz)	0	1

Conclusiones:

1. A bajas frecuencias, la mayor contribución de ruido proviene de i_n debido al elevado valor de R , por lo que conviene emplear amplificadores con baja corriente de ruido. La contribución de e_{t2} también es importante. Se pudiese reducir haciendo R_2 pequeña, pero se reduciría la resistencia de entrada en modo diferencial (ver el apéndice 1).
2. A altas frecuencias la contribución de ruido se debe mayormente a e_n .

2. Red en T

A diferencia de la red flotante descrita anteriormente, esta red tiene una resistencia (R_p) conectada a masa para garantizar la circulación de las corrientes de polarización de los amplificadores. Para no degradar el CMRR, esta resistencia debe ser bastante elevada. Esto supone una contribución de ruido importante que puede degradar la relación señal-ruido, por lo que conviene determinar los valores de resistencia óptimos para obtener el menor ruido sin afectar el CMRR del sistema.

En la figura A2.8 se muestran las fuentes de ruido para la red en T.

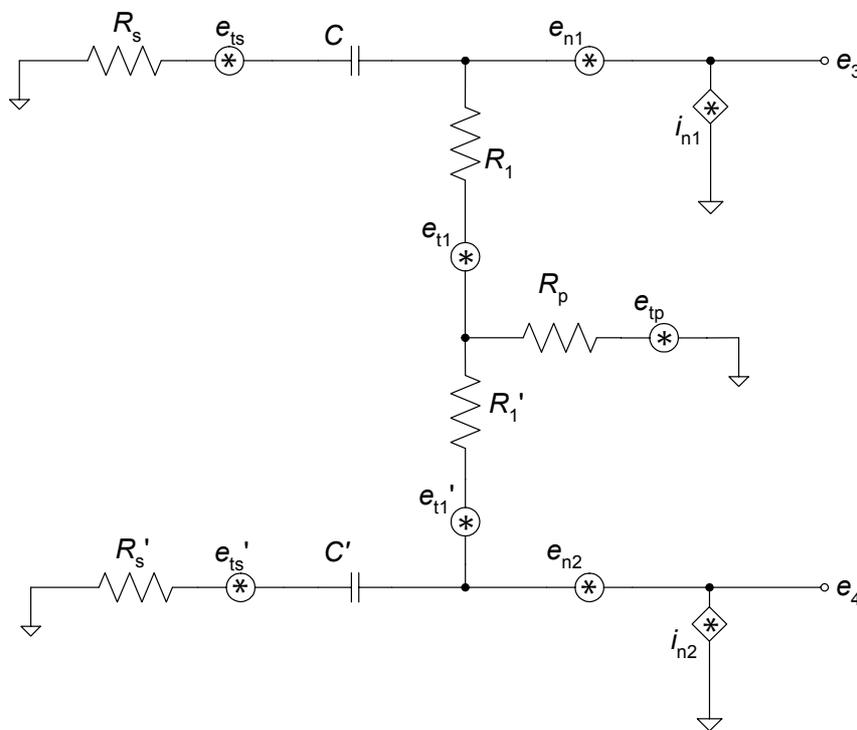


Figura A2.8. Fuentes de ruido de la red en T

Para analizar esta red se procede de la siguiente manera:

1. La impedancia de entrada del amplificador se considera infinita.
2. No se tiene en cuenta la tolerancia de los componentes.
3. Las fuentes de ruido se reemplazan por fuentes de corriente o tensión con polaridades arbitrarias.
4. Se calcula la contribución de cada fuente de ruido por separado mediante el principio de superposición para encontrar $e_3(e_{ts}, e_{t1}, e_{tp}, e_{n1}, i_{n1})$ y $e_4(e_{ts}, e_{t1}, e_{tp}, e_{n1}, i_{n1})$. Aquí, la simetría del circuito también permite establecer las siguientes relaciones:

$$e_3(e'_{ts}, e'_{t1}, e_{tp}, e_{n2}, i_{n2}) = e_4(e_{ts}, e_{t1}, e_{tp}, e_{n1}, i_{n1})$$

$$e_4(e'_{ts}, e'_{t1}, e_{tp}, e_{n2}, i_{n2}) = e_3(e_{ts}, e_{t1}, e_{tp}, e_{n1}, i_{n1})$$

Por lo tanto, la densidad espectral de potencia total de ruido en los nodos 3 y 4 es:

$$(e_3 - e_4)^2 = [e_3(e_{ts}) - e_4(e_{ts})]^2 + [e_3(e'_{ts}) - e_4(e'_{ts})]^2 + [e_3(e_{t1}) - e_4(e_{t1})]^2 + [e_3(e'_{t1}) - e_4(e'_{t1})]^2 \\ + [e_3(e_{tp}) - e_4(e_{tp})]^2 + [e_3(i_{n1}) - e_4(i_{n1})]^2 + [e_3(i_{n2}) - e_4(i_{n2})]^2 + [e_3(e_n) - e_4(e_n)]^2$$

5. Se supone $R_s = R'_s$; $R_1 = R'_1$ y $C = C'$

- $V_3(V_{ts}), V_4(V_{ts})$

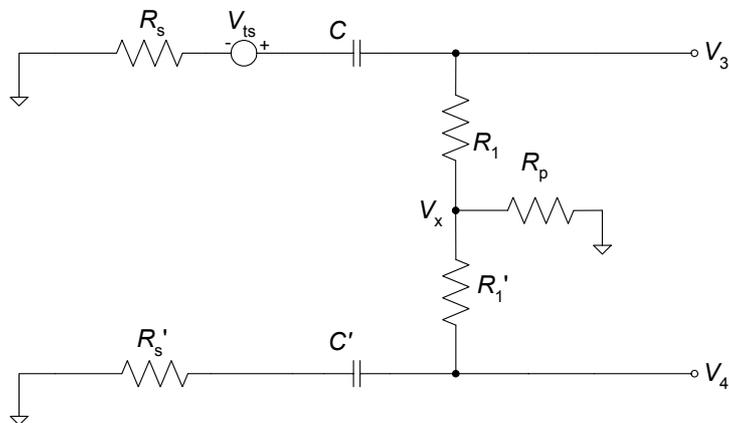


Figura A2.9. Circuito equivalente para calcular la contribución de V_{ts}

Para hallar $V_3(V_{ts})$ y $V_4(V_{ts})$ se utiliza el circuito de la figura A2.9. Mediante análisis de nodos se obtiene el siguiente sistema de ecuaciones:

$$\begin{cases} V_3 \left(\frac{C_s}{R_s C_s + 1} + \frac{1}{R_1} \right) - \frac{V_x}{R_1} = V_{ts} \frac{C_s}{R_s C_s + 1} \\ -\frac{V_3}{R_1} - \frac{V_4}{R_1} + V_x \left(\frac{2}{R_1} + \frac{1}{R_p} \right) = 0 \\ V_4 \left(\frac{C_s}{R_s C_s + 1} + \frac{1}{R_1} \right) - \frac{V_x}{R_1} = 0 \end{cases}$$

Resolviendo para V_3 y V_4 , resulta:

$$V_3(V_{ts}) = V_{ts} \frac{C_s \left[(R_p R_s + 2R_p R_1 + R_1^2 + R_1 R_s) C_s + R_p + R_1 \right]}{\left[(R_1 + R_s) C_s + 1 \right] \left[(2R_p + R_1 + R_s) C_s + 1 \right]}, \quad (\text{A2-34})$$

$$V_4(V_{ts}) = V_{ts} \frac{C_s (R_s C_s + 1) R_p}{\left[(R_1 + R_s) C_s + 1 \right] \left[(2R_p + R_1 + R_s) C_s + 1 \right]} \quad (\text{A2-35})$$

Si $R_1, R_p \gg R_s$, (A2-34) y (A2-35) se simplifican:

$$V_3(V_{ts}) \approx V_{ts} \frac{\left[R_1 \left((R_1 + 2R_p) C_s + 1 \right) + R_p \right] C_s}{(R_1 C_s + 1) \left[(R_1 + 2R_p) C_s + 1 \right]}, \quad (\text{A2-36})$$

$$V_4(V_{ts}) \approx \frac{R_p C_s (R_s C_s + 1)}{(R_1 C_s + 1) \left[(R_1 + 2R_p) C_s + 1 \right]} \quad (\text{A2-37})$$

- $V_3(V_{tp}), V_4(V_{tp})$

Para calcular $V_3(V_{tp})$ y $V_4(V_{tp})$ se utiliza el circuito de la figura A2.10. En el nodo V_x :

$$I_1 = I_2 + I_3,$$

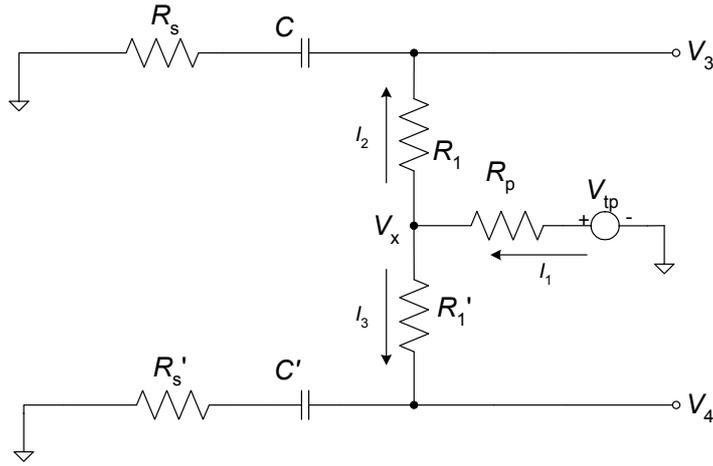


Figura A2.10. Circuito equivalente para calcular la contribución de V_{tp}

donde:

$$I_1 = V_{tp} \frac{2Cs}{(R_s + R_1 + 2R_p)Cs + 1}, \quad (\text{A2-38})$$

$$I_2 = I_3 = \frac{Cs}{(R_s + R_1 + 2R_p)Cs + 1} \quad (\text{A2-39})$$

Si $I_2 = I_3$, entonces $V_3 = V_4$, quedando

$$V_3 = V_4 = I_2 \frac{R_s Cs + 1}{Cs} \quad (\text{A2-40})$$

Sustituyendo I_2 , $V_3(V_{tp})$ y $V_4(V_{tp})$ resultan:

$$V_3(V_{tp}) = V_4(V_{tp}) = V_{tp} \frac{R_s Cs + 1}{(R_1 + 2R_p + R_s)Cs + 1} \quad (\text{A2-41})$$

Si $R_1, R_p \gg R_s$, (A2-41) queda:

$$V_3(V_{tp}) = V_4(V_{tp}) \approx V_{tp} \frac{R_s C_s + 1}{(R_1 + 2R_p)C_s + 1} \quad (\text{A2-42})$$

- $V_3(I_{n1}), V_4(I_{n1})$

A partir del circuito de la figura A2.11 se calculan $V_3(I_{n1})$ y $V_4(I_{n1})$, donde:

$$V_3 = I_1 \frac{R_s C_s + 1}{C_s}, \quad (\text{A2-43})$$

$$V_4 = I_2 \frac{R_s C_s + 1}{C_s} \quad (\text{A2-44})$$

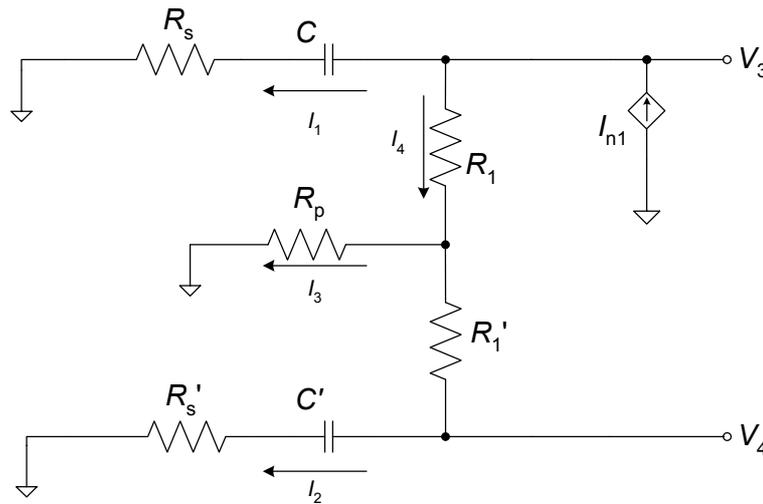


Figura A2.11. Circuito equivalente para calcular la contribución de I_{n1}

Para calcular I_1 , el circuito se simplifica calculando una impedancia equivalente (Z_{eq}) vista desde I_{n1} :

$$Z_{eq} = R_1 + \left(R_p \parallel \frac{(R_s + R_1)C_s + 1}{C_s} \right) \quad (\text{A2-45})$$

Resolviendo, Z_{eq} queda:

$$Z_{eq} = \frac{[R_1(R_1 + 2R_p) + R_s(R_1 + R_p)]Cs + R_p + R_1}{(R_1 + R_p + R_s)Cs + 1} \quad (A2-46)$$

Mediante un divisor de corriente se obtiene,

$$I_1 = I_{n1} \frac{Z_{eq}}{Z_{eq} + \frac{R_s Cs + 1}{Cs}} \quad (A2-47)$$

Sustituyendo (A2-46) y (A2-47) en (A2-43), $V_3(I_{n1})$ es:

$$V_3(I_{n1}) = I_{n1} \frac{(2R_p R_1 R_s + R_1^2 R_s + R_1 R_s^2 + R_p R_s^2)C^2 s^2 + (2R_s R_p + 2R_s R_1 + R_1^2 + 2R_p R_1)Cs + R_1 + R_p}{(R_1^2 + 2R_p R_1 + R_1 R_s + R_s^2 + 2R_p R_s)C^2 s^2 + 2(R_p + R_1 + R_s)Cs + 1} \quad (A2-48)$$

Si $R_1, R_p \gg R_s$, (A2-48) resulta:

$$V_3(I_{n1}) \approx I_{n1} \frac{R_s(2R_1 R_p + R_1^2)C^2 s^2 + (2R_1 R_p + R_1^2)Cs + R_1 + R_p}{R_1(R_1 + 2R_p)C^2 s^2 + 2(R_1 + R_p)Cs + 1} \quad (A2-49)$$

Para calcular V_4 se tiene que:

$$I_2 = I_4 \frac{R_p}{R_p + \frac{(R_s + R_1)Cs + 1}{Cs}}, \quad (A2-50)$$

donde I_4 es:

$$I_4 = I_{n1} \frac{R_s Cs + 1}{(R_s + Z_{eq})Cs + 1} \quad (A2-51)$$

Sustituyendo (A2-46) y (A2-51) en (A2-50) y resolviendo, I_2 queda:

$$I_2 = I_{n1} \frac{\frac{R_s C_s + 1}{C_s}}{\frac{R_s C_s + 1}{C_s} + \frac{(R_1(R_1 + 2R_p) + R_s(R_1 + R_p))C_s + R_p + R_1}{(R_1 + R_p + R_s)C_s + 1}} \frac{R_p C_s}{(R_1 + R_p + R_s)C_s + 1} \quad (\text{A2-52})$$

Sustituyendo (A2-52) en (A2-44), $V_4(I_{n1})$ es:

$$V_4(I_{n1}) = I_{n1} R_p \frac{R_s^2 C^2 s^2 + 2R_s C_s + 1}{(R_1^2 + 2R_p R_1 + R_1 R_s + R_s^2 + 2R_p R_s)C^2 s^2 + 2(R_p + R_1 + R_s)C_s + 1} \quad (\text{A2-53})$$

Para $R_1, R_p \gg R_s$, se obtiene:

$$V_4(I_{n1}) \approx I_{n1} R_p \frac{R_s^2 C^2 s^2 + 2R_s C_s + 1}{R_1(R_1 + 2R_p)C^2 s^2 + 2(R_1 + R_p)C_s + 1} \quad (\text{A2-54})$$

- $V_3(V_{t1}), V_4(V_{t1})$

Para calcular la contribución de V_{t1} , se utiliza el circuito de la figura A2.12.

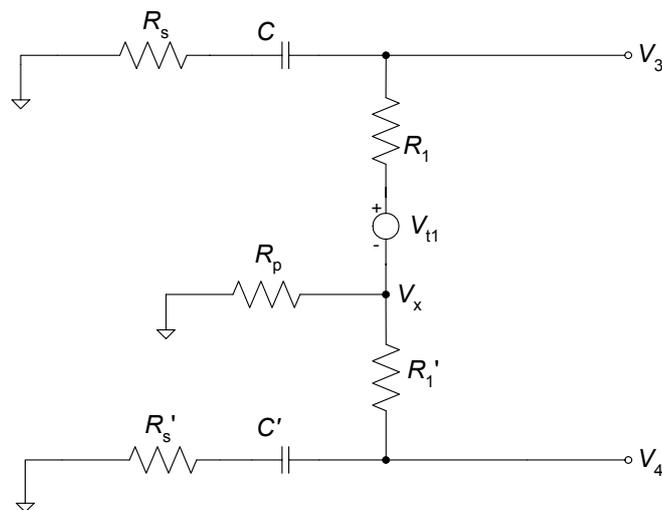


Figura A2.12. Circuito equivalente para calcular la contribución de V_{t1}

Mediante análisis de nodos se obtiene el siguiente sistema de ecuaciones:

$$\begin{cases} -\frac{V_3}{R_1} - \frac{V_4}{R_1} + V_c \left(\frac{2}{R_1} + \frac{1}{R_p} \right) = -\frac{V_{t1}}{R_1} \\ V_3 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{C_s}{R_s C_s + 1} \right) - \frac{V_c}{R_1} = \frac{V_{t1}}{R_1} \\ V_4 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{C_s}{R_s C_s + 1} \right) - \frac{V_c}{R_1} = 0 \end{cases}$$

Resolviendo para V_3 y V_4 , resulta:

$$V_3(V_{t1}) = V_{t1} \frac{(R_s C_s + 1)[(R_1 + R_p + R_s)C_s + 1]}{[(R_1 + R_2)C_s + 1][(R_1 + 2R_p + R_s)C_s + 1]}, \quad (\text{A2-55})$$

$$V_4(V_{t1}) = -V_{t1} \frac{(R_s C_s + 1)R_p C_s}{[(R_1 + R_2)C_s + 1][(R_1 + 2R_p + R_s)C_s + 1]} \quad (\text{A2-56})$$

Si $R_1, R_p \gg R_s$, se obtiene:

$$V_3(V_{t1}) \approx V_{t1} \frac{(R_s C_s + 1)[(R_1 + R_p)C_s + 1]}{(R_1 C_s + 1)[(R_1 + 2R_p)C_s + 1]}, \quad (\text{A2-57})$$

$$V_4(V_{t1}) \approx -V_{t1} \frac{R_p C_s (R_s C_s + 1)}{(R_1 C_s + 1)[(R_1 + 2R_p)C_s + 1]} \quad (\text{A2-58})$$

- $V_3(V_{n1}), V_4(V_{n1})$

A partir del circuito de la figura A2.13, $V_3(V_{n1})$ y $V_4(V_{n1})$ son:

$$V_3(V_{n1}) = V_{n1}$$

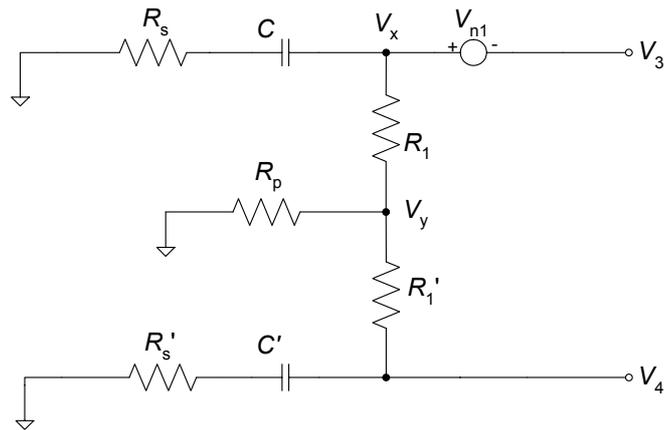


Figura A2.13. Circuito equivalente para calcular la contribución de V_{n1}

Para que se cumpla esta igualdad, $V_x = V_y = 0$. Aplicando la ley de Kirchhoff de las corrientes en el nodo V_y , se tiene:

$$\frac{V_y - V_x}{R_1} + \frac{V_y}{R_p} + \frac{V_y - V_4}{R_1'} = 0, \quad (\text{A2-59})$$

de ahí que:

$$V_4(V_{n1}) = 0$$

En la tabla A2.2 se presentan las funciones de transferencia de las contribuciones de cada fuente de ruido expresadas en densidad espectral de potencia. La suma cuadrática de cada una permite encontrar la densidad espectral de potencia total de ruido en las terminales de salida de la red en T.

Conclusiones:

1. A bajas frecuencias la mayor contribución de ruido proviene de i_n debido a que R_p es muy grande para conseguir un CMRR elevado. Si se redujera R_p , disminuiría la impedancia de entrada en modo común de la red pasiva.
2. A altas frecuencias la mayor contribución se debe e_n
3. A pesar del valor elevado de R_p , su ruido térmico contribuye muy poco a la salida

Tabla A2.2. Funciones de transferencias respectivas para las contribuciones de cada fuente de ruido a la densidad espectral de potencia de ruido en las terminales de salida de la red en T

Densidad espectral de potencia a la salida (V ² /Hz)	e_3^2	e_4^2
Fuente de ruido		
e_{ts}^2 (V ² /Hz)	$\left \frac{[R_1[(2R_p + R_1)Cs + 1] + R_p]Cs}{(R_1Cs + 1)[(R_1 + 2R_p)Cs + 1]} \right ^2$	$\left \frac{R_pCs(R_sCs + 1)}{(R_1Cs + 1)[(R_1 + 2R_p)Cs + 1]} \right ^2$
$e'_{ts}{}^2$ (V ² /Hz)	$\left \frac{R_pCs(R_sCs + 1)}{(R_1Cs + 1)[(R_1 + 2R_p)Cs + 1]} \right ^2$	$\left \frac{[R_1[(2R_p + R_1)Cs + 1] + R_p]Cs}{(R_1Cs + 1)[(R_1 + 2R_p)Cs + 1]} \right ^2$
e_{t1}^2 (V ² /Hz)	$\left \frac{(R_sCs + 1)[(R_1 + R_p)Cs + 1]}{(R_1Cs + 1)[(R_1 + 2R_p)Cs + 1]} \right ^2$	$\left \frac{R_pCs(R_sCs + 1)}{(R_1Cs + 1)[(R_1 + 2R_p)Cs + 1]} \right ^2$
$e'_{t1}{}^2$ (V ² /Hz)	$\left \frac{R_pCs(R_sCs + 1)}{(R_1Cs + 1)[(R_1 + 2R_p)Cs + 1]} \right ^2$	$\left \frac{(R_sCs + 1)[(R_1 + R_p)Cs + 1]}{(R_1Cs + 1)[(R_1 + 2R_p)Cs + 1]} \right ^2$
e_p^2 (V ² /Hz)	$\left \frac{R_sCs + 1}{(R_1 + 2R_p)Cs + 1} \right ^2$	$\left \frac{R_sCs + 1}{(R_1 + 2R_p)Cs + 1} \right ^2$
i_{n1}^2 (A ² /Hz)	$\left \frac{Cs[R_1(R_1 + 2R_p)(R_sCs + 1)] + R_1 + R_p}{(R_1Cs + 1)[(R_1 + 2R_p)Cs + 1]} \right ^2$	$\left R_p \frac{R_sCs + 1}{(R_1Cs + 1)[(R_1 + 2R_p)Cs + 1]} \right ^2$
i_{n2}^2 (A ² /Hz)	$\left R_p \frac{R_sCs + 1}{(R_1Cs + 1)[(R_1 + 2R_p)Cs + 1]} \right ^2$	$\left \frac{Cs[R_1(R_1 + 2R_p)(R_sCs + 1)] + R_1 + R_p}{(R_1Cs + 1)[(R_1 + 2R_p)Cs + 1]} \right ^2$
e_{n1}^2 (V ² /Hz)	1	0
e_{n2}^2 (V ² /Hz)	0	1

Conclusiones generales para las redes de acoplamiento de las figuras A2.1 y A2.8:

A bajas frecuencias:

1. La mayor contribución de ruido en ambas redes proviene de i_n , por lo que conviene utilizar amplificadores con baja corriente de ruido.
2. En la red flotante existe un compromiso entre la resistencia de entrada en modo diferencial y el ruido.
3. En la red en T existe un compromiso entre la resistencia en modo común R_p y el ruido. Dado que un CMRR elevado exige una R_p alta, a mayor CMRR, mayor es el ruido.
4. Cuando no sea necesario un CMRR muy elevado, la red en T es la opción que menos ruido aporta a la salida

A altas frecuencias:

1. La mayor contribución de ruido en ambas redes proviene de e_n .
2. Obtener un bajo ruido no afectará ni al CMRR ni a la resistencia de entrada de ambas redes.

3. Efecto del ruido en sistemas con entrada y salida diferenciales

En un sistema lineal con entrada y salida diferenciales (figura A2.14), se pueden definir las siguientes funciones de transferencia:

$$\frac{V_3}{V_1} = H_{31}(s) \qquad \frac{V_3}{V_2} = H_{32}(s)$$

$$\frac{V_4}{V_1} = H_{41}(s) \qquad \frac{V_4}{V_2} = H_{42}(s)$$

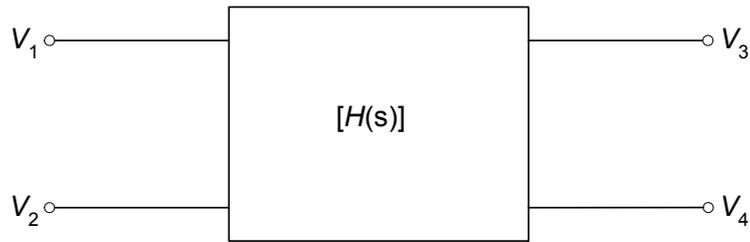


Figura A2.14. Sistema con entrada y salida diferenciales

La tensión diferencial de salida del sistema de la figura A2.14 es:

$$V_3 - V_4 = H_{DD}(s)(V_1 - V_2), \quad (\text{A2-60})$$

donde, H_{DD} es la función de transferencia que relaciona la salida diferencial y la entrada diferencial.

En el sistema de la figura A2.14 cada una de las salidas se puede determinar mediante:

$$V_3 = V_1 H_{31}(s) + V_2 H_{32}(s), \quad (\text{A2-61})$$

$$V_4 = V_1 H_{41}(s) + V_2 H_{42}(s) \quad (\text{A2-62})$$

Sustituyendo (A2-61) y (A2-62) en (A2-60), resulta:

$$V_3 - V_4 = V_1(H_{31}(s) - H_{41}(s)) + V_2(H_{32}(s) - H_{42}(s)) \quad (\text{A2-63})$$

En un sistema simétrico y balanceado (como la red flotante y la red en T) se puede establecer que

$$H_{31}(s) = H_{42}(s),$$

$$H_{41}(s) = H_{32}(s),$$

por tanto, (A2-63) queda:

$$V_3 - V_4 = V_1(H_{31}(s) - H_{41}(s)) - V_2(H_{31}(s) - H_{41}(s)) \quad (\text{A2-64})$$

Reagrupando, la tensión de salida diferencial del sistema de la figura A2.14, es:

$$V_3 - V_4 = (V_1 - V_2)(H_{31}(s) - H_{41}(s)) \quad (\text{A2-65})$$

En términos de densidad espectral de potencia de ruido, se obtiene:

$$(e_3 - e_4)^2 = (e_1 - e_2)^2 |H_{31}(s) - H_{41}(s)|^2 \quad (\text{A2-66})$$

Resolviendo (A2-66), resulta,

$$(e_3 - e_4)^2 = (e_1^2 - 2\gamma e_1 e_2 + e_2^2) |H_{31}(s) - H_{41}(s)|^2, \quad (\text{A2-67})$$

siendo γ el coeficiente de correlación entre e_1 y e_2 con valores comprendidos entre -1 y +1, incluyendo el cero. Si $\gamma = 0$, las señales de ruido no están correlacionadas; para $\gamma = 1$, las señales están totalmente correlacionadas y para $\gamma = -1$ las señales están totalmente correlacionadas pero desfasadas 180°.

Suponiendo $e_1 = e_2 = e$, la densidad espectral de potencia de ruido a la salida del sistema de la figura A2.14 es:

$$(e_3 - e_4)^2 = 2e^2(1 - \gamma) |H_{31}(s) - H_{41}(s)|^2 \quad (\text{A2-68})$$

El valor de γ depende de la función de transferencia con que una fuente de ruido en la entrada ($e_1 - e_2$) se acople a la salida ($e_3 - e_4$). Si el sistema de la figura A2.14 se conecta a un amplificador con entrada diferencial, el ruido a la salida de dicho amplificador dependerá de que tan correlacionadas estén las señales de ruido. Es decir, si las señales de ruido en la entrada del amplificador están completamente correlacionadas ($\gamma = 1$), su contribución a la salida del amplificador se cancela; en cambio, si no están correlacionadas ($\gamma = 0$), la contribución al ruido de salida aumenta.

3. Pruebas experimentales

Para demostrar lo anteriormente expuesto, se ha medido la tensión de ruido (en valor eficaz) a la salida de un sistema aplicando una señal de ruido unipolar y diferencial.

- **Fuente de ruido blanco:**

Analizador de espectros HP3582A.

- **Sistema de medida:**

Multímetro *Agilent 34401A* de 6 ½ dígitos (con entrada flotante). Este instrumento se ha controlado vía GPIB mediante un algoritmo desarrollado en LabView™ y se ha configurado de la siguiente manera:

- Medidas de tensión cc a 0,2 PLCs (*Power Line Cycles*). Esto supone un ancho de banda del instrumento de 250 Hz.
- 5 ½ dígitos.
- Número de medidas: 300. La desviación estándar de estas medidas se corresponde con la tensión de ruido en valor eficaz.

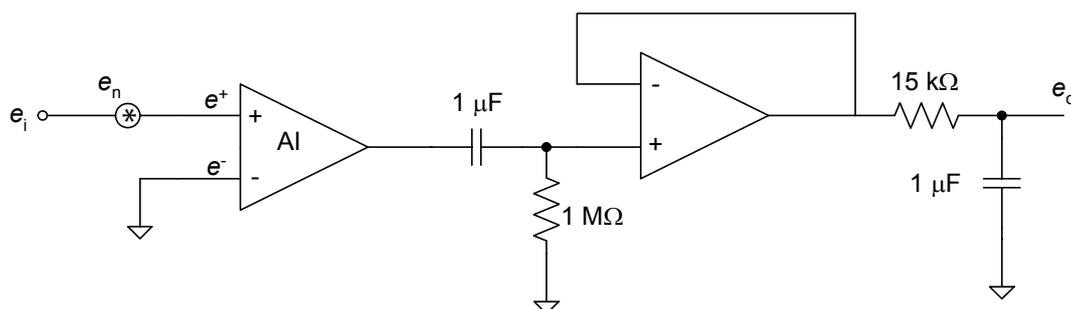
- **Amplificador:**

Amplificador de instrumentación AD8221

E_n (referida a la entrada): 0,25 μV de pico-pico (0,1 Hz – 10 Hz) (típico)

I_n (referida a la entrada): 6 pA de pico-pico (0,1 Hz – 10 Hz) (típico)

Caso 1: Amplificador con entrada asimétrica



$$G = 10$$

$$f_L = 0,1 \text{ Hz}$$

$$f_H = 10 \text{ Hz}$$

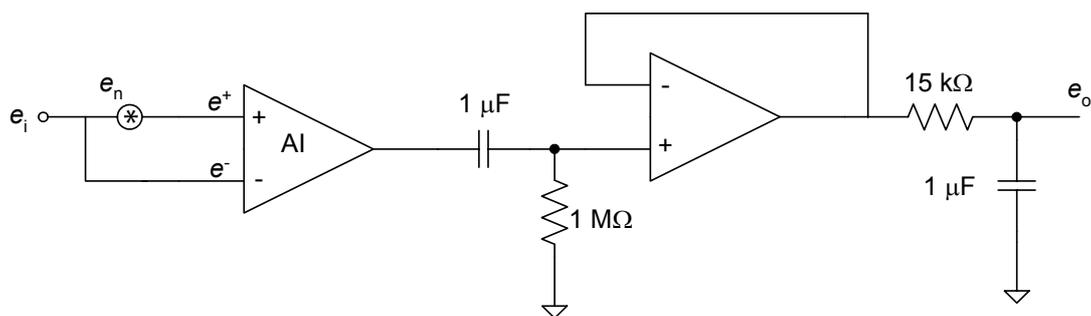
$$e_i = 22 \text{ mV}/\sqrt{\text{Hz}} \rightarrow E_i = 70 \text{ mV}_{(\text{rms})} \text{ en un ancho de banda de } 10 \text{ Hz}$$

$$E_o = 691 \text{ mV}_{(\text{rms})}$$

A la salida se ha obtenido la tensión total de ruido de entrada amplificada por la ganancia del amplificador de instrumentación.

Caso 2: Amplificador con entrada diferencial

A. Etapa frontal balanceada



$$G = 100$$

$$f_L = 0,1 \text{ Hz}$$

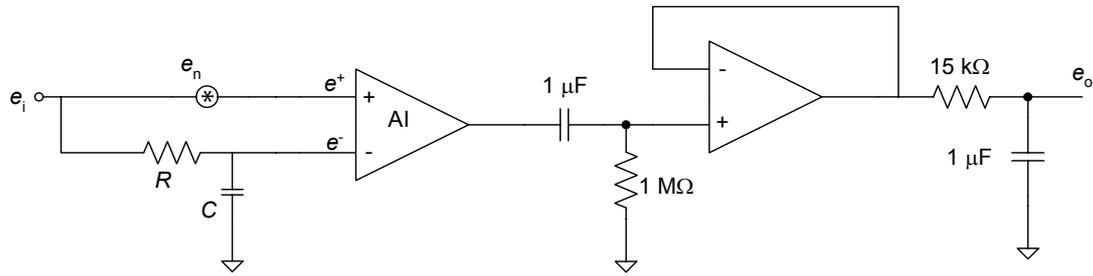
$$f_H = 10 \text{ Hz}$$

$$e_i = 22 \text{ mV}/\sqrt{\text{Hz}} \rightarrow E_i = 70 \text{ mV}_{(\text{rms})} \text{ en un ancho de banda de } 10 \text{ Hz}$$

$$E_o < \text{error de cuantificación del sistema de medida (5 } \mu\text{V)}$$

La tensión de ruido a la salida es menor que en el caso 1 a pesar de que la ganancia es 10 veces mayor. Como es la misma fuente de ruido conectada directamente a las entradas del amplificador, las señales en e^+ y e^- están correlacionadas ($\gamma = 1$), lo cual, según (A2-68) hace que su contribución al ruido de salida se cancele. En este caso la contribución de ruido se debe a E_n .

B. Etapa frontal no balanceada



$$G = 100$$

$$f_L = 0,1 \text{ Hz}$$

$$f_H = 10 \text{ Hz}$$

$$e_i = 22 \text{ mV}/\sqrt{\text{Hz}} \rightarrow 70 \text{ mV}_{(\text{rms})} \text{ en un ancho de banda de } 10 \text{ Hz}$$

La densidad espectral de potencia a la salida es:

$$e_o^2 = (e^+ - e^-)^2 G^2 \quad (\text{A2-69})$$

Para $e_i \gg e_n$, queda:

$$(e^+ - e^-) = e_i \left(1 - \frac{1}{s\tau + 1} \right) = e_i \left(\frac{s\tau}{s\tau + 1} \right) \quad (\text{A2-70})$$

donde $\tau = RC$.

Por tanto,

$$(e^+ - e^-)^2 = e_i^2 \left| \frac{s\tau}{s\tau + 1} \right|^2 \quad (\text{A2-71})$$

Sustituyendo (A2-71) en (A2-69) e integrando entre f_L y f_H , se obtiene la potencia de ruido a la salida,

$$E_o^2 = e_i^2 \int_{f_L}^{f_H} \left| \frac{j2\pi f \tau}{j2\pi f \tau + 1} \right|^2 df \quad (\text{A2-72})$$

Resolviendo se obtiene:

$$E_o^2 \approx 4\pi^2 e_i^2 \tau^2 G^2 \left. \frac{f^3}{3} \right|_{f_L}^{f_H}, \quad (\text{A2-73})$$

Para $f_H \gg f_L$, la tensión de ruido en valor eficaz es:

$$E_o \approx \frac{2\pi}{\sqrt{3}} e_i \tau G \sqrt{f_H^2} \quad (\text{A2-74})$$

Si $e_i = 22\text{mV}/\sqrt{\text{Hz}}$, $f_H = 10 \text{ Hz}$ y $G = 100$, (A2-73) queda:

$$E_o = 250\tau \quad (\text{A2-75})$$

En la tabla 3 se muestra la tensión de ruido para diferentes valores de τ y se comparan con la tensión de ruido obtenida a partir de (A2-75). El ruido es menor al caso 1 pero mayor al caso 2A. Aunque es la misma fuente, la señal en e^- tiene un desfase con respecto a la señal en e^+ . Conforme aumenta el valor de τ este desfase aumenta y el coeficiente de correlación entre e^+ y e^- tiende a cero, lo cual, según (A2-68), hace que la contribución de ruido a la salida del amplificador sea mayor.

Tabla 3. Tensión de ruido en valor eficaz para diferentes valores de τ

$\tau/\mu\text{s}$	$E_o/\text{mV}_{(\text{rms})}$ (teórico)	$E_o/\text{mV}_{(\text{rms})}$ (experimental)
15	3,8	3,5
150	37,5	32,7
1500	375	335

Conclusiones generales sobre el comportamiento del ruido en un sistema diferencial

1. En una red pasiva con entrada y salida diferenciales, al medir la diferencia de tensiones a la salida, la contribución de las fuentes correlacionadas se cancelan. En sistemas unipolares esto no sucede.
2. La cancelación del ruido depende de la función de transferencia con que una misma fuente de ruido se acopla a las salidas de un sistema diferencial.
3. Cuando sea necesario emplear amplificadores con redes de acoplamiento en alterna, conviene utilizar una red balanceada con entrada y salida diferenciales para obtener una menor contribución de ruido a la salida.

Apéndice 3

Procedimiento para estimar la fuerza vertical debida al latido en sujetos de pie

En la bibliografía se dan los órdenes de magnitud de las fuerzas generadas por el latido en sujetos acostados. En posición erguida, la acción de la gravedad afecta a la actividad cardiovascular, por lo que estas magnitudes pueden variar. Para estimar la componente vertical de dichas fuerzas, se ha registrado el balistocardiograma (BCG) de fuerza de 20 voluntarios usando la báscula con mayor sensibilidad disponible (báscula #3). A cada sujeto se le han hecho 3 medidas de 10 s cada una. Previamente se ha estimado el peso de cada uno mediante una báscula cuya resolución era de 0,1 kg. Para calcular la fuerza en newtons debida al peso, se ha utilizado la expresión $F = mg$, donde $g = 9,8 \text{ m/s}^2$.

Para registrar el BCG de fuerza se ha utilizado el sistema de la figura A3.1, cuyas características son:

Tensión de alimentación = $\pm 4,5 \text{ V}$

$G(0) = 150 \times 10^3$

$f_L = 0,5 \text{ Hz}$

$f_H = 5 \text{ Hz}$

$R_{iD} = 2 \text{ M}\Omega$ (según el apéndice 2)

$\text{CMRR}(0,5 \text{ Hz}) = 77 \text{ dB}$ (amplificador de alterna en la entrada)

$R_0 = 260 \Omega$ (resistencia de las galgas en reposo)

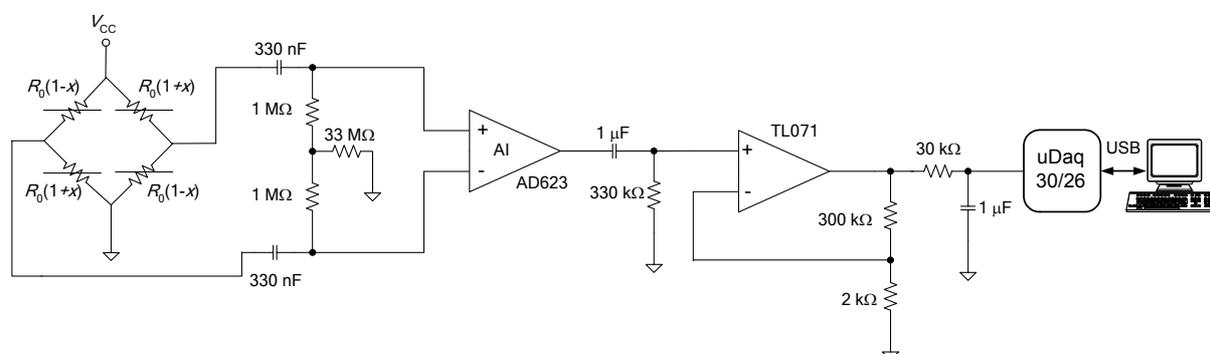


Figura A3.1. Sistema utilizado para estimar la fuerza vertical debida al latido.

El puente de Wheatstone se ha alimentado con una tensión continua de +4,5 V. Según los valores de la tabla 3.1 (capítulo 3), esto supone una sensibilidad de $8 \mu\text{V/N}$. La tensión en modo común a la salida del puente ha sido $V_{CC}/2 = 2,25 \text{ V}$, lo bastante elevada como para reducir el margen dinámico a la entrada del sistema. No obstante, el amplificador de entrada acoplado en alterna rechaza los errores de cero a la entrada. El *offset* a la salida del amplificador de instrumentación se elimina con el filtro paso-alto.

La sensibilidad (S) del circuito completo ha sido de 1 V/N , aproximadamente. Los datos se han obtenido mediante un sistema de adquisición $\mu\text{DAQ 30/26}$ de *EAGLE*, (14 bit, $1 \text{ M}\Omega$ de resistencia de entrada y 1 kHz de frecuencia de muestreo) y se han guardado en un ordenador, vía USB, para un posterior procesamiento.

A partir de cada uno de los registros del BCG, se han estimado las amplitudes correspondientes al inicio y al final de la sístole ventricular en cada latido. Las fuerzas durante la sístole se han calculado a partir de la sensibilidad del sistema, es decir: $\Delta F = V_o/S$, donde V_o es la tensión de salida del sistema. Es importante resaltar que para este cálculo no se ha tomado en cuenta las características dinámicas de la báscula.

A partir de estos datos, se han obtenido los siguientes resultados:

ΔF al principio de la sístole ventricular = 160 mN (mínima)

ΔF al final de la sístole ventricular = $0,8 \text{ N}$ (mínima)

ΔF al principio de la sístole ventricular = 6 N (máxima)

$\Delta F = 160 \text{ mN}$, corresponde a la mínima fuerza registrada entre los 20 voluntarios durante todo el ciclo cardiaco. Los eventos que se han registrado al final de la sístole ventricular generaron la mayor fuerza; por lo tanto, son los que se utilizarán para estimar la frecuencia cardiaca.

Apéndice 4

Análisis de interferencias en sistemas de medida basados en detección coherente

La detección coherente permite trabajar a frecuencias por encima de la zona del ruido $1/f$ y con un ancho de banda estrecho, lo cual reduce considerablemente la contribución del ruido electrónico. Además, tal y como se menciona en los capítulos 2 y 3, también reduce la contribución de las interferencias de 50 Hz que se añaden a la señal de interés. Sin embargo, al medir en sujetos hay interferencias adicionales (artefactos por movimiento), cuya contribución en la señal de salida es diferente. En este apéndice se analiza la contribución de ambos tipos de interferencias y se establecen las condiciones que se deben cumplir para evitar que unas u otras degraden la calidad de la señal de interés.

4. Interferencias debidas al sujeto

Considérese la señal de interés como una señal periódica superpuesta a una señal continua (X_0):

$$V_x(t) = X_0 + \sum_{n=1}^{\infty} X_n \cos n\omega_x t, \quad (\text{A4-1})$$

donde X_n es la amplitud de la componente principal de ω_x y sus armónicos (n).

Suponiendo una interferencia sinusoidal,

$$V_i(t) = V_i \cos(\omega_i t + \phi_i) \quad (\text{A4-2})$$

sumada a la señal de interés, el resultado será:

$$V_s(t) = V_x(t) + V_i(t) = X_0 + \sum_{n=1}^{\infty} X_n \cos n\omega_x t + V_i \cos(\omega_i t + \phi_i) \quad (\text{A4-3})$$

En medidas de bioimpedancia o en sensores moduladores alimentados en alterna (por ejemplo, la célula de carga de una báscula), la señal que llega a la etapa frontal del sistema de medida es $V_x(t)$ multiplicada por una señal (corriente o tensión) que se denomina señal portadora, $V_c(t)$. Pero si hay una interferencia añadida a la señal de interés, se obtiene:

$$V_m(t) = \left[X_0 + \sum_{n=1}^{\infty} X_n \cos n\omega_x t + V_i \cos(\omega_i t + \phi_i) \right] V_c(t) \quad (\text{A4-4})$$

Si $V_c(t) = V_c \cos(\omega_c t + \phi_c)$, $V_m(t)$ es:

$$\begin{aligned} V_m(t) = & X_0 V_c \cos(\omega_c t + \phi_c) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_c X_n}{2} [\cos((\omega_c + n\omega_x)t + \phi_c) + \cos((\omega_c - n\omega_x)t + \phi_c)] \\ & + \frac{V_i V_c}{2} [\cos((\omega_c + \omega_i)t + \phi_c + \phi_i) + \cos((\omega_c - \omega_i)t + \phi_c - \phi_i)] \end{aligned} \quad (\text{A4-5})$$

$V_m(t)$ es una señal modulada en amplitud con portadora no suprimida, donde la señal de interés y la de interferencia se trasladan en frecuencia alrededor de ω_c . Esto hace que, aunque en la etapa frontal se filtre paso-banda, las componentes de la interferencia que, una vez trasladadas, entran en el ancho de banda del filtro, no se rechacen. Este efecto se muestra en la figura A4.1b.

Para extraer la información de $V_m(t)$, hay que trasladar nuevamente en frecuencia para obtener una componente en banda base. En la detección coherente esto se consigue multiplicando la señal modulada en amplitud por una señal de referencia en fase (o en cuadratura) con la señal portadora. Si esta señal de referencia es sinusoidal:

$$V_r(t) = V_r \cos(\omega_r t + \phi_r), \quad (\text{A4-6})$$

el producto $V_m(t)V_r(t)$ es:

$$V_d(t) = \frac{V_x(t) + V_i(t)}{2} \left\{ \frac{V_c V_r}{4} [\cos((\omega_c - \omega_r)t + \phi_c - \phi_r) + \cos((\omega_c + \omega_r)t + \phi_c + \phi_r)] \right\} \quad (\text{A4-7})$$

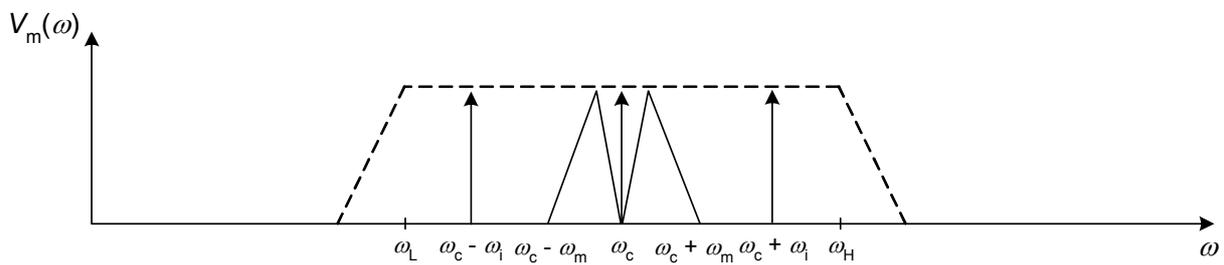
Si $\omega_r = \omega_c$ y $\phi_r = \phi_c$,

$$V_d(t) = \frac{V_x(t) + V_i(t)}{2} \left\{ \frac{V_c V_r}{4} [1 + \cos(2\omega_c t + 2\phi_c)] \right\} \quad (\text{A4-8})$$

Es decir, además de $V_x(t)$, $V_i(t)$ también se traslada a banda base (figura A4.1c). Por tanto, la contribución de la interferencia se reduce filtrando paso-bajo con una frecuencia de corte $\omega_o < \omega_i$.



(a)



(b)



(c)

Figura A4.1. Señal de interés con una interferencia añadida (a), modulación de amplitud de la portadora debido a $V_x(t)$ y $V_i(t)$ (b). Se observa cómo las componentes $\omega_c - \omega_i$ y $\omega_c + \omega_i$ caen dentro del ancho de banda de la etapa frontal. Desmodulación y filtrado (c) donde se muestra cómo la componente de la señal de interferencia regresa a su posición original

5. Interferencias debidas a la línea de alimentación (50 Hz)

Las interferencias de 50 Hz se pueden acoplar en modo diferencial en la etapa frontal del sistema de medida, lo cual supone que dicha interferencia se añade a la señal modulada en amplitud, es decir:

$$V_m(t) = V_x(t)V_c(t) = V_x(t)V_c \cos(\omega_c t + \phi_c) \quad (\text{A4-9})$$

$$V_s(t) = V_m(t) + V_i \cos(\omega_i t + \phi_i) \quad (\text{A4-10})$$

Tal y como se muestra en la figura A4.2b, ahora la señal de interferencia no modula a la señal portadora, por lo que las componentes de ambas señales están bastante alejadas.

Al multiplicar $V_s(t)$ por $V_r(t)$, se obtiene:

$$V_d(t) = [V_x(t)V_c \cos(\omega_c t + \phi_c) + V_i \cos(\omega_i t + \phi_i)]V_r \cos(\omega_r t + \phi_r) \quad (\text{A4-11})$$

Si $\omega_r = \omega_c$ y $\phi_r = \phi_c$, la señal desmodulada es:

$$V_d(t) = \frac{V_x(t)V_c V_r}{2} [1 + \cos(2\omega_c t + 2\phi_c)] + \frac{V_i V_r}{2} [\cos((\omega_c + \omega_i)t + \phi_c + \phi_i) + \cos((\omega_c - \omega_i)t + \phi_c - \phi_i)] \quad (\text{A4-12})$$

En la figura A4.2c se muestra el resultado de este producto en el dominio de la frecuencia. Se puede ver que la componente de la señal de interferencia que más afecta a la señal de interés está ubicada en $\omega_c - \omega_i$, mas no en banda base como ocurre con las interferencias sumadas directamente a la señal de interés, antes de que ésta module a la portadora.

En la etapa frontal, la señal de interferencia está previamente atenuada por el filtro paso-banda de primer orden (figura A4.2b), por tanto, a la entrada del desmodulador se obtiene:

$$|V_s|_{V_i} = V_i \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_L}{\omega_i}\right)^2}}, \quad (\text{A4-13})$$

donde conviene elegir $\omega_L > \omega_i$.

Una vez desmodulada $V_s(t)$, si el filtro de salida es de primer orden, la contribución final de $V_i(t)$ es:

$$|V_d|_{V_i} = \frac{V_i V_r}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_L}{\omega_i}\right)^2}} \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_c - \omega_i}{\omega_o}\right)^2}} \quad (\text{A4-14})$$

Aplicando (A4-14) para una señal con frecuencia $\omega_c \gg \omega_i$, la relación de rechazo en modo serie es:

$$\text{SMRR} = 20 \lg \frac{|V_d|_{V_c}}{|V_d|_{V_i}} = 20 \lg \left[\sqrt{\frac{(\omega_i^2 + \omega_L^2)}{\omega_i^2}} \sqrt{\frac{(\omega_c - \omega_i)^2}{\omega_o^2}} \right] \quad (\text{A4-15})$$

Si $\omega_L \gg \omega_i$, el SMRR se puede aproximar por

$$\text{SMRR} \approx 20 \lg \left[\frac{\omega_L}{\omega_i} \frac{|\omega_c - \omega_i|}{\omega_o} \right], \quad (\text{A4-16})$$

Con un filtro paso-bajo de orden m a la salida del desmodulador, el SMRR será:

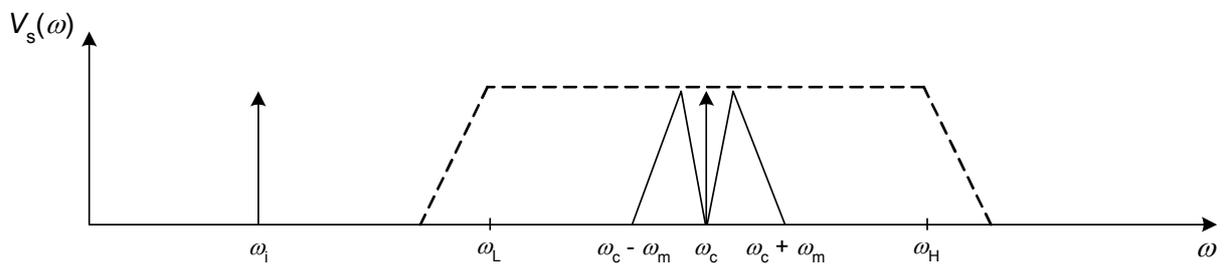
$$\text{SMRR} \approx 20 \lg \left(\frac{\omega_L}{\omega_i} \right) + 20m \lg \left[\frac{|\omega_c - \omega_i|}{\omega_o} \right] \quad (\text{A4-17})$$

Por tanto, para reducir las interferencias de 50 Hz que se añaden en la etapa frontal en modo diferencial, conviene elegir una frecuencia de portadora bastante elevada, así como

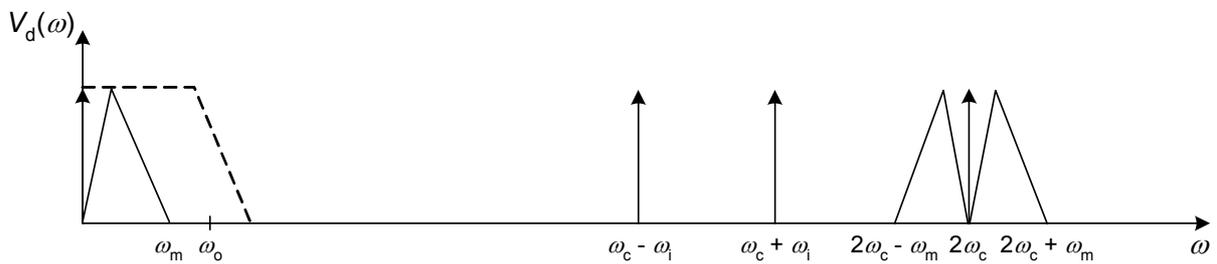
también una frecuencia de corte $\omega_L > \omega_i$ en la etapa frontal. Si la señal de interés es de banda estrecha, se puede elegir $\omega_o \ll \omega_c - \omega_i$, lo que aumentaría aún más el rechazo en modo serie.



(a)



(b)



(c)

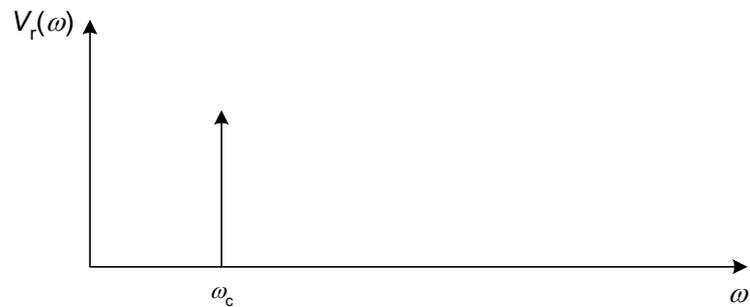
Figura A4.2. Señal de interés (a), interferencia añadida a $V_m(t)$ (b). Se observa cómo el filtro paso-banda de la etapa frontal rechaza la componente ω_i . Desmodulación y filtrado (c) donde se muestra como la componente de la interferencia más cercana a $V_x(t)$ está ubicada en $\omega_c - \omega_i$

En los análisis anteriores se considera una señal de referencia sinusoidal, cuyo espectro se muestra en la figura A4.3a.

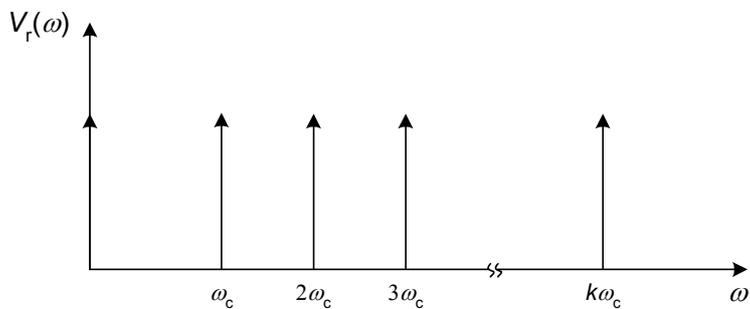
Si $V_r(t)$ es un tren de pulsos (señal utilizada en el capítulo 2), su representación en series de Fourier es:

$$V_r(t) = \frac{1}{T} \sum_{-\infty}^{+\infty} \left(\cos 2\pi \frac{k}{T} t + j \operatorname{sen} 2\pi \frac{k}{T} t \right), \quad (\text{A4-18})$$

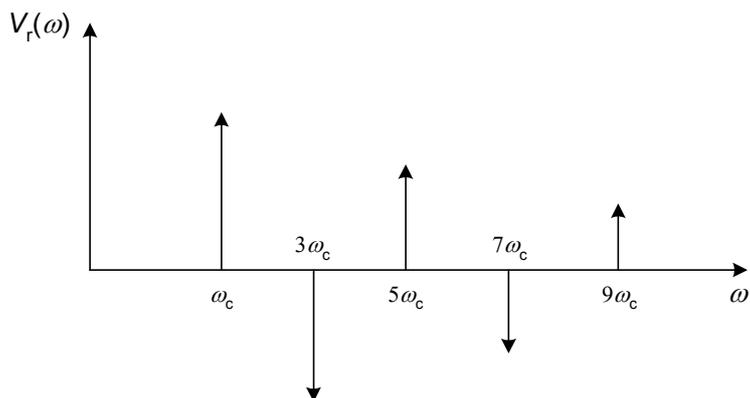
El espectro de (A4-18) se muestra en la figura A4.3b. Si $(2\pi k)/T = \omega_c$, al multiplicar $V_r(t)$ por $V_m(t)$ se obtiene un espectro de $V_m(t)$ alrededor de cada $k\omega_c$ armónicos, incluyendo la componente $k=0$. Esto degrada la calidad de la señal desmodulada, por lo que conviene reducir el ancho de banda (sin afectar la señal de interés) antes de desmodular la señal.



(a)



(b)



(c)

Figura A4.3. Espectro de $V_r(t)$ sinusoidal (a), tren de pulsos estrechos (b) y señal cuadrada simétrica (c). Los armónicos de las señales (b) y (c) degradan el SNR de la señal desmodulada

Si $V_r(t)$ es una señal cuadrada simétrica (señal utilizada en el capítulo 3), los armónicos impares de dicha señal (figura A4.3c) degradan la SNR de la señal desmodulada. No obstante,

al igual que en caso anterior, este efecto se reduce filtrando paso-banda antes de desmodular $V_m(t)$.

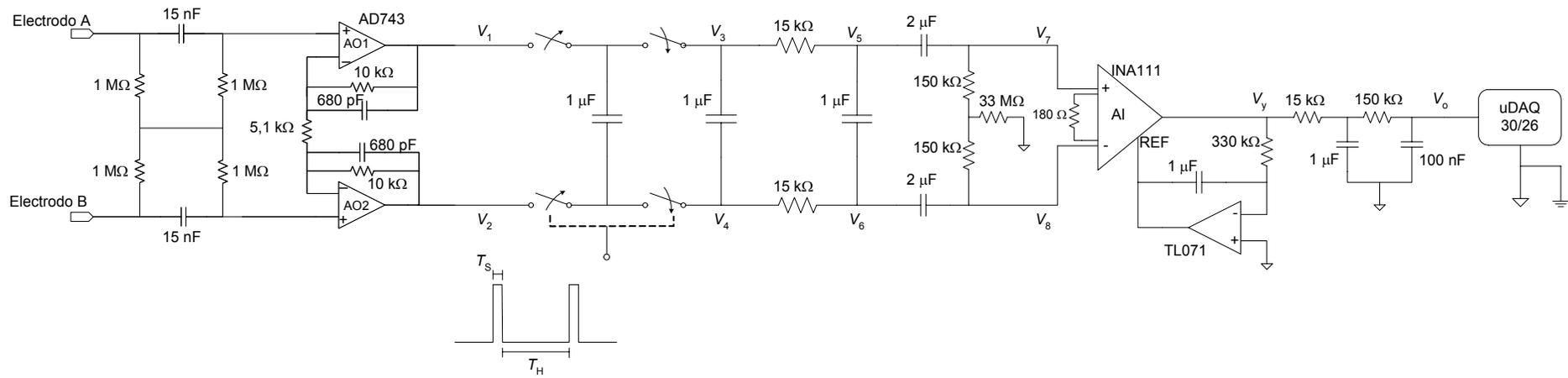
Concluyendo; las interferencias de 50 Hz se reducen mediante la detección coherente eligiendo una frecuencia de portadora elevada; la atenuación es aún mayor si se filtra paso-banda con una frecuencia de corte $\omega_L > \omega_i$ antes de desmodular la señal. Con dicho filtro se reduce también la contribución de los armónicos de las señales de referencia no sinusoidales.

La detección coherente no reduce los efectos de los artefactos de movimiento. Para ello hay que filtrar paso-bajo una vez desmodulada la señal, siempre y cuando el margen de frecuencias de dichos artefactos sea distinto al de la señal de interés.

Anexos

Anexo 1

Etapa de detección del sistema de medida de bioimpedancia plantar



Anexo 2

Sistema de medida en banda base para detectar el BCG de fuerza

