

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE VALENCIA

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE
INGENIEROS DE TELECOMUNICACIÓN



Proyecto Final de Carrera:

**NUEVO SISTEMA DE AMPLIFICACIÓN
DE SEÑAL ECG PARA SER UTILIZADO EN
TEXTILES INTELIGENTES**

Autor:
Lladró Folgado, José

Directores:
Saiz Rodríguez, Javier
Gomis-Tena Dolz, Julio

Valencia, 15 de Septiembre de 2014

RESUMEN

En los últimos tiempos ha habido un gran desarrollo tecnológico en cuanto a la obtención de señales bioeléctricas se refiere. Esta tecnología es la que está permitiendo un mejor seguimiento del estado de la salud de las personas, ya que con este tipo de dispositivos se pueden hacer un mejor estudio de la salud de éstas durante su actividad diaria y de una forma no invasiva. Ayudando así también a un mejor diagnóstico de las enfermedades. El empleo de textiles inteligentes se hace indispensable para llevar a cabo esta tarea.

El proyecto realizado es un dispositivo inalámbrico capaz de captar las señales electrocardiográficas (*ECG*) y enviarlas a un ordenador donde podrán ser visualizadas, empleando como pieza fundamental el front – end ADS1296 de *Texas Instruments*. Este conversor analógico – digital de 24 bits integra varias funciones preparadas para la obtención de señales *ECG* en un área reducida, haciendo posible la disminución tanto de tamaño del dispositivo como de cantidad de componentes. Con él se ha diseñado un sistema que consta de la amplificación de las tres derivaciones periféricas y tres precordiales con realimentación activa. El envío de las señales hacia el ordenador se realiza mediante Bluetooth.

Las pruebas efectuadas han consistido en caracterizar el dispositivo, sacando su función de transferencia, el rechazo al modo común, el ruido interno y el consumo. Realizando después la extracción del *ECG* a un sujeto para poder comparar con otros sistemas y dispositivos existentes en el mercado hoy en día. Se ha intentado dentro de lo posible, estudiar el cumplimiento de las normas en el ámbito de los ambulatorios, dando como resultado con la configuración determinada finalmente para las pruebas, un *ancho de banda* de hasta 131 Hz, 75 dB de *rechazo en modo común* y un *ruido interno* de 10.6 μV p – p.

Finalmente en las conclusiones se ha determinado que el dispositivo podría ser apto para su uso en los textiles biomédicos ya que se ha podido extraer información válida con el dispositivo desarrollado.

SUMMARY

In recent times, there has been a big technological development in terms of obtaining bioelectric signals. This technology is allowing a better monitoring of people's health status, because with this kind of devices, it can be made a better research of their health during their daily activities and in a non-invasive way. This also helps to give a better diagnosis of diseases. The use of smart textiles is essential to carry out this task.

The undertaken project consists of a wireless device capable of capturing the electrocardiographic signals (*ECG*) and send them to a computer where they can be viewed by using as key factor the front-end ADS1296 of Texas Instruments. This is possible because this 24 bits analog-digital converter integrates several functions for obtaining *ECG* signals in a small area, permitting the reduction of both the device size and the amount of components. With it, it has been designed a system consisting of the amplification of the three peripheral derivations and the three precordial ones with right leg derivation. Signals are sent to the computer via Bluetooth.

The tests carried out have consisted of characterizing the device, taking out its transfer function, the common mode rejection rate, internal noise and consumption, performing later the extraction of *ECG* to a subject in order to compare with other systems and devices that exist nowadays in the market. It has been attempted to study as far as possible the compliance in the field of outpatient's clinics. The final result, with the particular configuration for testing is a *band width* of up to 131 Hz, 75 dB of *common mode rejection* and an *internal noise* of 10.6 $\mu\text{V p-p}$.

We concluded this study determining that the device may be suitable for use in biomedical textiles because we have been able to extract valid information with the developed device.

ÍNDICE DE CONTENIDOS

RESUMEN.....	i
SUMMARY	ii
ÍNDICE DE CONTENIDOS	iii
1 INTRODUCCIÓN.....	1
1.1 HISTORIA DEL ELECTROCARDIOGRAMA	1
1.2 GÉNESIS DE LA SEÑAL.....	3
1.3 PROBLEMÁTICA.....	10
1.4 ESPECIFICACIONES	13
1.5 TEXTILES INTELIGENTES	17
2 JUSTIFICACIÓN Y OBJETIVOS.....	21
3 DESCRIPCIÓN DETALLADA DE LA SOLUCIÓN ADOPTADA.....	22
3.1 PARTE HARDWARE.....	22
3.1.1 Estructura del hardware.....	22
3.1.2 Componentes principales	24
3.1.2.1 Front-end ADS1296.....	24
3.1.2.2 Bluetooth F2M03GXA.....	26
3.1.2.3 Microcontrolador PIC24FJ256GB106	26
3.1.2.4 Circuito de alimentación	27
3.1.3 Buses de conexión <i>SPI</i> y <i>UART</i>	30
3.1.4 Encapsulado ERGO-CASE S, flat.....	31
3.2 PARTE SOFTWARE.....	31
3.2.1 Herramientas para el diseño del software.....	32
3.2.1.1 Compilador <i>PCW</i> de la casa <i>CCS Inc.</i>	32
3.2.1.2 MPLAB IDE – MPLAB ICD2.....	32
3.2.1.3 Aplicación con Borland C++ Builder 6.....	33
3.2.2 Software de control	34
3.2.2.1 Microcontrolador PIC24FJ256GB106	34
3.2.2.2 Front-end ADS1296.....	35
3.2.2.3 Bluetooth F2M03GXA.....	37
4 PRUEBAS Y RESULTADOS	39
4.1 CARACTERIZACIÓN	39
4.1.1 Función de transferencia	39
4.1.2 Rechazo al modo común (<i>CMRR</i>).....	46
4.1.3 Ruido.....	52
4.1.4 Consumo eléctrico.....	56
4.2 <i>ECG</i> SIMULADO.....	56

4.2.1	<i>ECG</i> normal.....	57
4.2.2	Arritmias.....	70
4.3	<i>ECG</i> REAL	74
4.3.1	<i>ECG</i> estándar con la máquina cardíofax V de la casa NIHON KOHDEN (modelo <i>ECG-8270E</i>).....	74
4.3.2	Prueba con la banda de Nuubo	78
4.3.3	Comparativa con el sistema de Nuubo	81
4.4	NORMAS.....	84
5	CONCLUSIONES.....	86
6	ACRÓNIMOS E ÍNDICE DE FIGURAS.....	87
7	BIBLIOGRAFÍA.....	95
8	ANEXOS	98
8.1	GUÍA Y MANUAL DE USUARIO	98
8.1.1	Guía para la programación de la placa	98
8.1.2	Manual de usuario de la aplicación de Windows	102
8.2	FUNCIONALIDAD.....	104
8.3	CONFIGURACIÓN DEL ADS1296.....	105
8.4	CONFIGURACIÓN DEL BLUETOOTH F2M03GXA.....	117
8.5	CONFIGURACIÓN Y FICHERO PROGRAMA DEL PIC24FJ256GB106.....	121
8.6	ESQUEMÁTICOS Y PLANOS.....	131
8.6.1	Esquemáticos de la placa <i>PCB</i> diseñada	131
8.6.1.1	Esquemas eléctricos	131
8.6.1.2	Diseño de la placa	135
8.6.2	Plano del encapsulado ERGO-CASE S, flat	137
8.7	LISTA DE COMPONENTES.....	138

1 INTRODUCCIÓN

1.1 HISTORIA DEL ELECTROCARDIOGRAMA

Luigi Galvani (1737-1798) ya observó el fenómeno de las corrientes eléctricas sobre el tejido muscular por casualidad en su laboratorio mientras disecaba una pata de rana, donde vio que se contraía si se le hacía pasar a través de ella una pequeña cantidad de corriente. Tras la construcción en 1811 del primer galvanómetro, un instrumento capaz de detectar y medir corriente, fue posible comprobar la existencia de corriente eléctrica en los músculos de las ranas. Gracias a los estudios posteriores de Kolliker y Mueller, se estableció de manera definitiva la existencia de dichas corrientes eléctricas originadas en los músculos.

El *electrocardiograma (ECG)* es el registro de la actividad eléctrica generada por el corazón en la superficie del cuerpo. Se observó originariamente por Augustus Desiderius Waller (1856-1922) en 1889 utilizando a su mascota, un bulldog, como fuente de señal y el electrómetro capilar como dispositivo de grabación, inventado por el físico francés Gabriel Lippman en el año 1872, pero éste era incapaz de producir resultados de un nivel de diagnóstico. En 1903, Willem Einthoven (1860-1927), durante sus años en la Universidad de Leiden, mejoró esta tecnología empleando el galvanómetro de cuerda como dispositivo de grabación y empleado a sujetos humanos con anomalías cardíacas (Figura 1.1), donde se puede observar cómo el paciente tenía que introducir sus extremidades dentro de cubas con una solución salina y su peso superaba los 250 kgs. Einthoven es el principal introductor de algunos conceptos todavía en uso hoy en día, incluyendo el etiquetado de las diferentes ondas, definición de algunos de los sitios de registro estándar usando los brazos y las piernas, y el desarrollo de la primera construcción teórica mediante el cual el corazón se modela como un dipolo que varía con el tiempo.

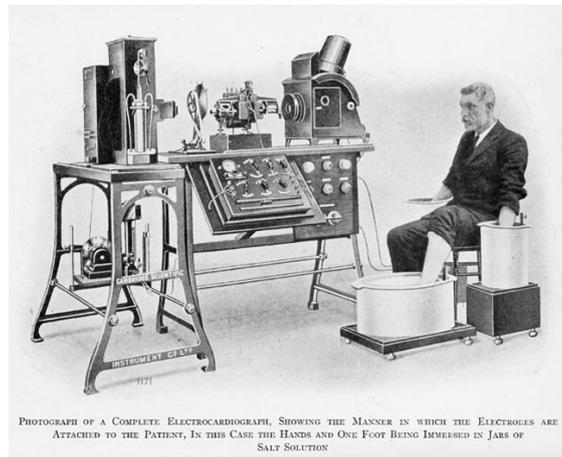


Figura 1.1 Galvanómetro de Einthoven. (Fuente: [25])

Para registrar una onda de *ECG*, se obtiene una señal diferencial entre dos puntos del cuerpo, llamadas tradicionalmente derivaciones. Einthoven definió inicialmente tres derivaciones que llamó I, II y III tal y como se puede ver en la Figura 1.2 y que corresponden a las siguientes definiciones:

$$\begin{aligned} I &= V_{LA} - V_{RA} \\ II &= V_{LL} - V_{RA} \\ III &= V_{LL} - V_{LA} \end{aligned}$$

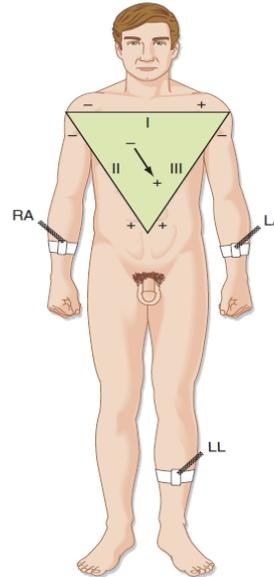


Figura 1.2 Derivaciones definidas por Einthoven.
(Fuente: [4])

Dónde *RA* = right arm (brazo derecho), *LA* = left arm (brazo izquierdo), *LL* = left leg (pierna izquierda), formando el llamado *triángulo de Einthoven*. Como el cuerpo es muy resistivo en las frecuencias del *ECG* se puede pensar que las cuatro extremidades son como cables y se podrían registrar las señales en los respectivos hombros sin prácticamente pérdida de información cardíaca. Las derivaciones no son independientes por lo que siguen la relación:

$$II = I + III$$

Años más tarde, Frank Norman Wilson (1890-1952), introdujo el concepto de registro “unipolar”. Creó un punto de referencia haciendo la media de los tres potenciales de las derivaciones periféricas, de modo que los puntos de registro individuales en las extremidades o en la superficie del pecho se registrarían diferencialmente con el mismo punto de referencia, el *Wilson Center Terminal*, *WCT* (terminal central de Wilson). Él erróneamente pensó que el *WCT* era un verdadero potencial de “referencia cero” ya que teóricamente el potencial en el infinito es así en un medio homogéneo infinito, pero el cuerpo humano y la tierra misma que actúan como conductores finitos hacen que el potencial no sea del todo cero. Este punto puede ser particularmente beneficioso cuando la información que se busca está relacionada con la direccionalidad. En el que se usaría un electrodo como fuente relativamente estática y otro con el que se conseguiría el registro unipolar en la dirección de dicho electrodo.

Las 12 derivaciones que forman la base del *ECG* estándar de hoy en día están compuestas por las 3 derivaciones de las extremidades (Figura 1.2), 3 derivaciones en las que los potenciales de las extremidades están referenciadas a un *terminal de Wilson modificado* donde se ha eliminado la resistencia entre el *WCT* y el electrodo de medición (derivaciones aumentadas, *aVR*, *aVL*, *aVF*, Figura 1.3), y 6 derivaciones precordiales colocadas en la parte delantera del pecho y teniendo como referencia el *WCT* (*VI* – *V6*, Figura 1.3).

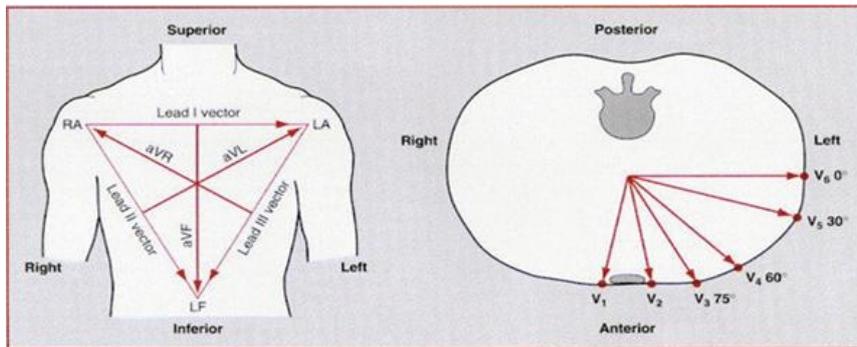


Figura 1.3 Derivaciones aumentadas y precordiales. (Fuente [27])

- La derivación *aVR* (augmented vector right) tiene el electrodo positivo en el brazo derecho. El electrodo negativo es una combinación del electrodo del brazo izquierdo y el electrodo de la pierna izquierda.
- La derivación *aVL* (augmented vector left) tiene el electrodo positivo en el brazo izquierdo. El electrodo negativo es una combinación del electrodo del brazo derecho y la pierna izquierda.
- La derivación *aVF* (augmented vector foot) tiene el electrodo positivo en la pierna izquierda. El electrodo negativo es una combinación del electrodo del brazo derecho y el brazo izquierdo.
- Los electrodos para las derivaciones precordiales (*V1*, *V2*, *V3*, *V4*, *V5*, y *V6*) están colocados directamente sobre el pecho. Debido a su proximidad con el corazón, no es necesario aumentarlas. El electrodo negativo en este caso es el terminal central de Wilson y por ello estas derivaciones se consideran unipolares. Las derivaciones precordiales ven la actividad eléctrica del corazón en el denominado plano horizontal.

El ECG permite a los médicos averiguar el trayecto del impulso cardíaco mediante el registro de las variaciones de potencial eléctrico en diversos lugares de la superficie corporal. Mediante el análisis de los detalles de estas fluctuaciones en el potencial eléctrico, se consigue importante información sobre: a) la orientación anatómica del corazón; b) los tamaños relativos de las cámaras; c) los diversos trastornos del ritmo y la conducción; d) la extensión, localización y progresión de las lesiones isquémicas del miocardio; e) los efectos de las alteraciones de las concentraciones de electrolitos, y f) la influencia de determinados fármacos.

1.2 GÉNESIS DE LA SEÑAL

Las células del organismo están rodeadas por la membrana plasmática, que separa el contenido intracelular del entorno extracelular (Figura 1.4). Dadas las propiedades de esta membrana y, sobre todo, la presencia de proteínas específicas en la misma, participa en una serie de funciones celulares importantes como el transporte selectivo de moléculas hacia el interior y el exterior de la célula, función que realizan las proteínas de transporte de la membrana.

El líquido intracelular y extracelular está constituido principalmente por H₂O, en la cual se disuelven los solutos (iones, glucosa, aminoácidos). La función normal de la célula exige una salida y entrada constantes del agua y de los solutos en la célula. La membrana plasmática, con su núcleo hidrófobo, es una barrera eficaz frente al desplazamiento de prácticamente todos los solutos con importancia biológica. También limita el desplazamiento de agua a través de la membrana. El desplazamiento de agua y otros solutos a través de la membrana se produce gracias a unas proteínas de transporte específicas de la misma, llamados *canales iónicos*.

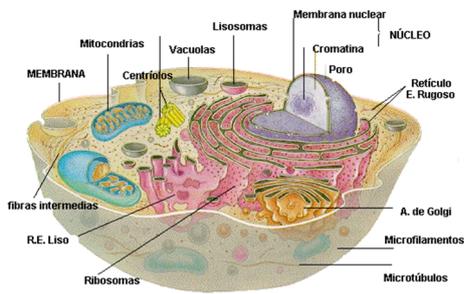


Figura 1.4 Detalle de una célula. (Fuente: [4])

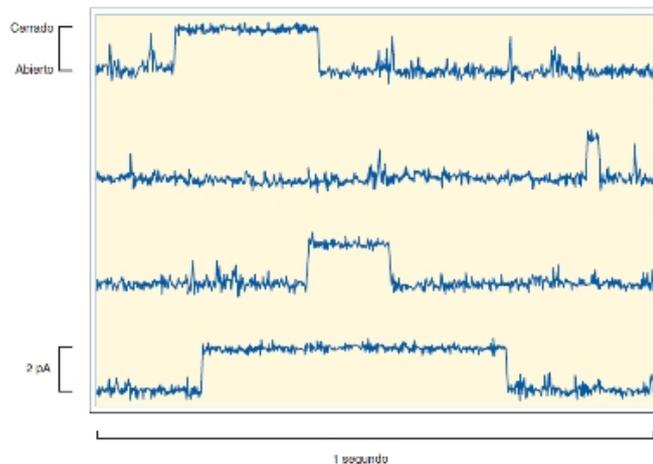


Figura 1.5 Registro del flujo de corriente a través de un canal selectivo de K+. (Fuente: [4])

Los *canales iónicos* se encuentran en todas las células y son especialmente importantes para la función de las células excitables (neuronas y células musculares). Los *canales iónicos* se clasifican según su selectividad (los iones que atraviesan el canal). Por un lado, pueden ser muy selectivos y permitir sólo el paso de un ión específico. Sin embargo, en el otro extremo existen canales no selectivos que permiten el paso de todos los cationes o aniones, o de un grupo de ellos. Los canales se caracterizan también por su conductancia, que se expresa clásicamente en picosiemens (pS). Como se muestra en la Figura 1.5 los *canales iónicos* fluctúan entre un estado abierto y otro de cerrado, en el proceso llamado de compuerta. Uno de los factores que regulan este fenómeno es el voltaje de la membrana. El canal fluctúa de forma espontánea entre la situación de abierto y de cerrado. La amplitud de la corriente es de unos 2 pA, lo que supone el paso de 12,5 millones de iones por la membrana cada segundo.

La suma de estas salidas y entradas de iones a través de los canales de la célula es lo que produce el denominado *potencial de acción* de la célula. Se puede apreciar en la Figura 1.6, las principales corrientes y *canales iónicos* que generan las diversas fases del *potencial de acción* en la célula cardíaca.

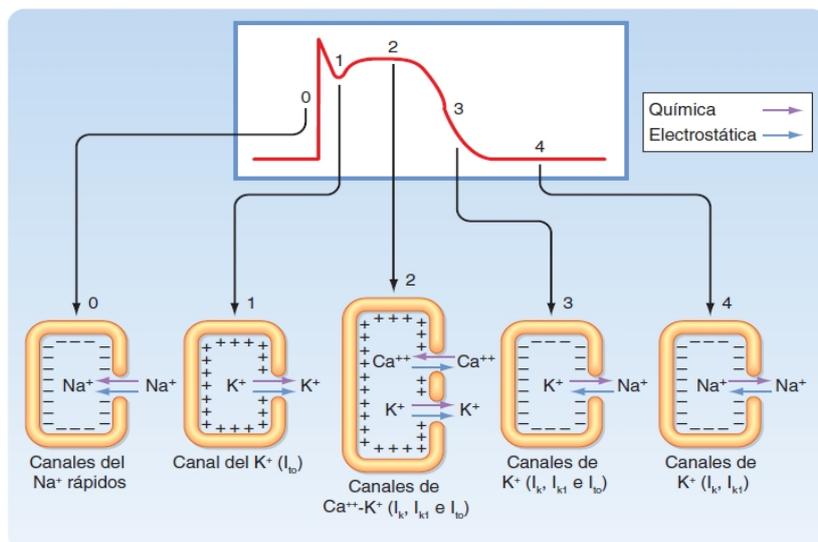


Figura 1.6 Fases del potencial de acción de una célula cardíaca. (Fuente: [4])

- Fase 0: las fuerzas electrostáticas y químicas favorecen ambas la entrada de Na^+ en la célula a través de unos canales del Na^+ rápidos para generar la fase ascendente.
- Fase 1: las fuerzas electrostáticas y químicas favorecen la salida de K^+ a través de unos canales Ito para generar la repolarización parcial precoz.
- Fase 2: durante la fase de meseta, la entrada neta de Ca^{++} a través de los canales del Ca^{++} está equilibrada con la salida de K^+ a través de los canales Ik , Ik1 e Ito .
- Fase 3: predominan las fuerzas químicas que favorecen la salida de K^+ a través de los canales Ik , Ik1 e Ito sobre las fuerzas electrostáticas que favorecen su entrada a través de los mismos canales.
- Fase 4: las fuerzas químicas que facilitan la salida de K^+ por los canales Ik e Ik1 superan muy ligeramente las fuerzas electrostáticas que favorecen la entrada de K^+ por estos mismos canales.

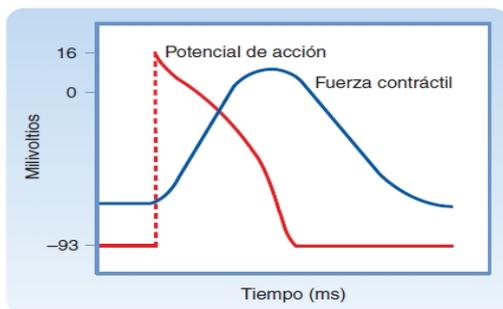


Figura 1.7 Potencial de acción y fuerza contráctil.
(Fuente: [4])

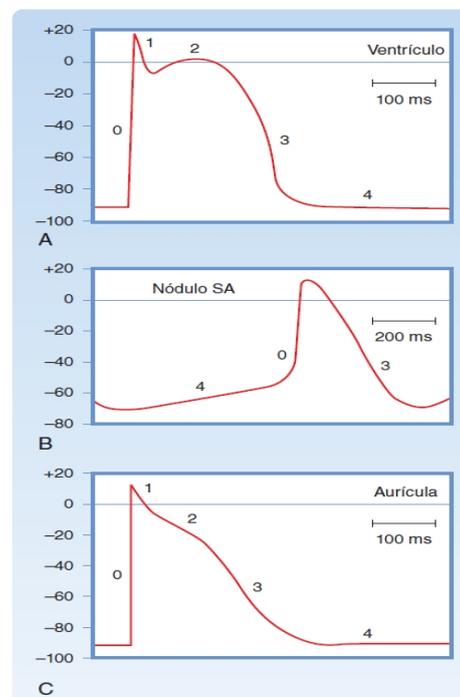


Figura 1.8 Potenciales de acción característicos (milivoltios). (Fuente: [4])

Como se puede ver en la Figura 1.8, los distintos *potenciales de acción* registrados en las distintas células cardíacas. (A) en células del ventrículo. (B) del nódulo sinoauricular y (C) de la aurícula. Y en la Figura 1.7, se ilustra la relación entre el potencial de acción y la contracción del músculo cardíaco. La despolarización rápida (fase 0) antecede al desarrollo de la fuerza, y el final de la repolarización coincide aproximadamente con la fuerza máxima.

El *potencial de acción* que circula por las fibras musculares cardíacas se propaga mediante corrientes de circuito locales, del mismo modo que sucede en los nervios y las fibras musculares esqueléticas. Cuando la onda de despolarización alcanza el extremo de la célula, el impulso se conduce a las células adyacentes a través de uniones en hendidura. Los impulsos circulan con mayor facilidad a lo largo de la longitud de la célula (isotrópico) que de una célula a otra en sentido lateral (anisotrópico), dado que las uniones en hendidura se localizan principalmente en

los extremos celulares. Estos canales son bastante poco selectivos en la permeabilidad iónica, y muestran una baja resistencia eléctrica, lo que permite que la corriente iónica pase de una célula a otra.

Los canales rápidos del Na⁺ se activan cuando el potencial transmembrana de una región de la fibra experimenta un cambio súbito desde un valor de reposo de unos -90 mV hasta llegar a un umbral de -65 mV. La corriente de entrada de Na⁺ produce entonces una rápida despolarización de la célula en este lugar. Posteriormente, esta parte de la fibra se convierte en parte de la zona despolarizada, y el límite se va desplazando en consecuencia. En el nuevo límite, vuelve a iniciarse el proceso, que se repite una y otra vez, por lo que el margen se va desplazando de forma continua por la fibra a modo de onda de despolarización, tal y como se muestra en la Figura 1.9.

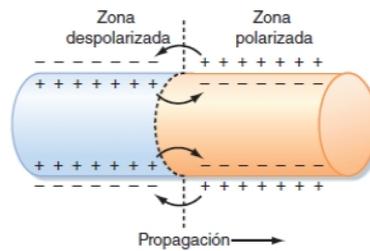


Figura 1.9 Propagación del potencial de acción. (Fuente: [4])

La excitación del corazón suele producirse de forma ordenada, lo que permite un bombeo eficaz de la sangre. Esta excitación ordenada se produce por el sistema de conducción cardíaco (Figura 1.10). El *nódulo SA* (sinoauricular) es el marcapasos del corazón, e inicia la diseminación de los potenciales de acción por las aurículas. Esta diseminación de la excitación llega al *nódulo AV* (auriculoventricular), en el que la conducción se retrasa, de forma que se produce la contracción auricular y los ventrículos se pueden llenar bien. La excitación pasa después con rapidez a los ventrículos a través de las fibras de Purkinje, de modo que los miocitos ventriculares se contraen de forma coordinada.

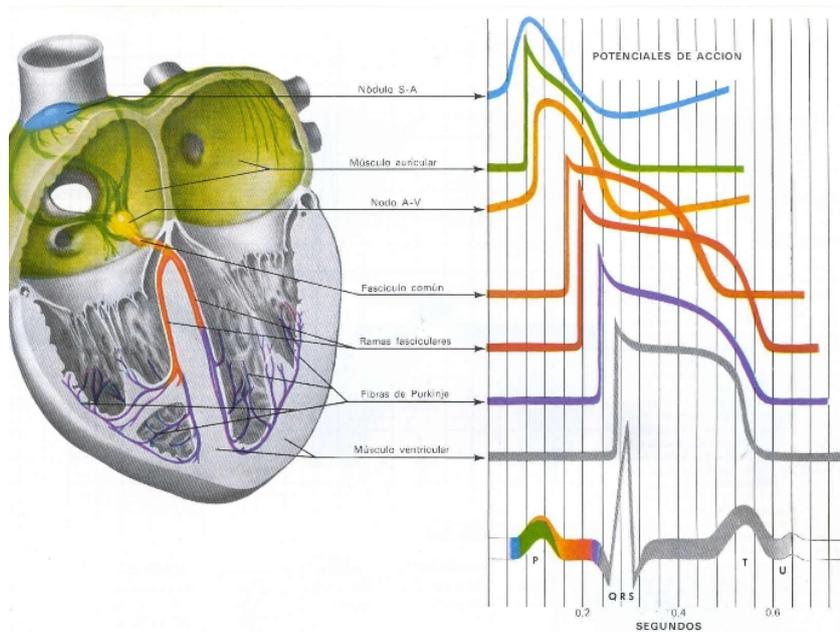


Figura 1.10 Sistema de conducción del corazón. (Fuente: [26])

Referente a la despolarización en las fibras que produce la propagación del potencial de acción, se produce un dipolo elemental que avanza en sentido de las fibras. A la suma vectorial de estos dipolos elementales obtenemos el dipolo equivalente (dipolo cardíaco) cuyo centro es centro eléctrico cardíaco (Figura 1.11).

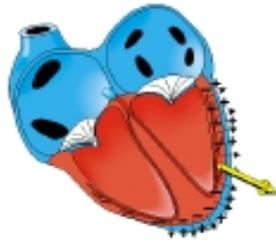


Figura 1.11 Ejemplo de dipolo creado por las despolarizaciones. (Fuente: [27])

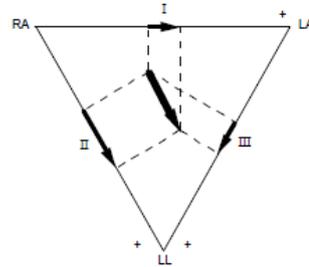


Figura 1.12 Vector cardiográfico. (Fuente: [2])

Donde el *VCG* (Vector Cardiográfico) no es más que la proyección de este dipolo en un plano determinado. En este caso será el plano ofrecido por las derivaciones de las extremidades, como se puede ver en la Figura 1.12. El *ECG* corresponderá con las distintas proyecciones de dicho vector variante en el tiempo sobre los ejes de las derivaciones como se puede ver en la Figura 1.14.

Las componentes de los factores que se proyectan sobre estas líneas no son vectores, sino cantidades escalares. Por tanto, el registro de cambios en la diferencia de potencial entre dos puntos a lo largo del tiempo se denomina *ECG* escalar. Un *ECG* escalar detecta cambios temporales en el potencial eléctrico entre algún punto de la superficie de la piel y un electrodo indiferente, o entre pares de puntos de la superficie cutánea. El impulso cardíaco circula por el corazón siguiendo un patrón tridimensional complejo (Figura 1.13). Por tanto, la configuración exacta del *ECG* varía de un paciente a otro, y en el mismo individuo lo hace según la localización anatómica de las derivaciones. La representación gráfica del impulso eléctrico registrado por el *ECG* se denomina trazado (Figura 1.15).

INTRODUCCIÓN

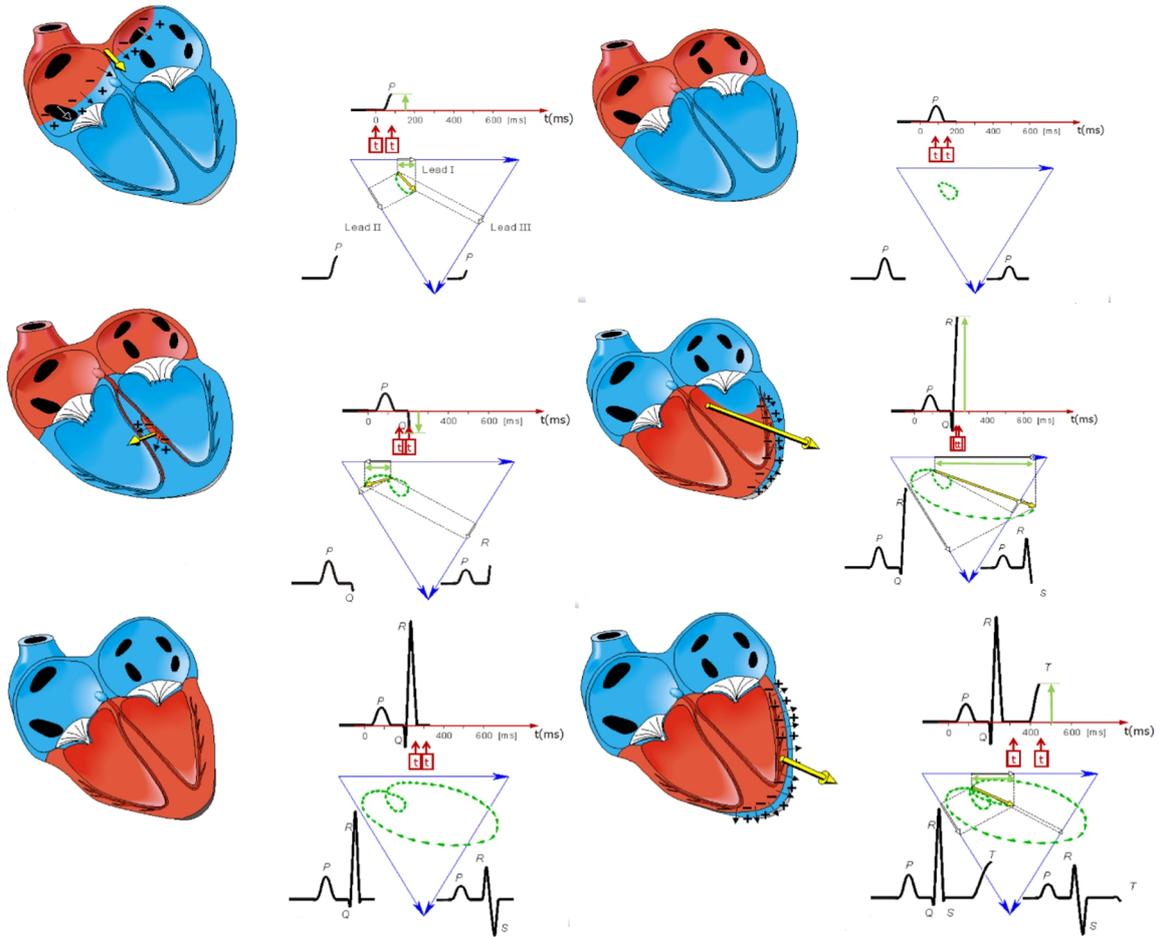


Figura 1.13 Extracto del sistema de conducción eléctrica del miocardio. (Fuente: [27])

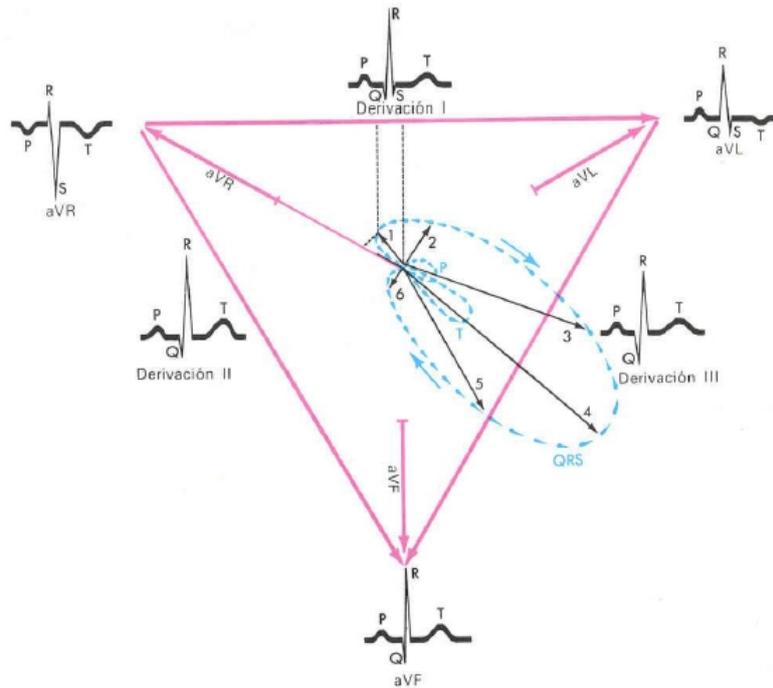


Figura 1.14 Proyecciones del sistema eléctrico de un corazón sano a lo largo del tiempo. (Fuente: [27])

Sobre estas líneas se puede apreciar con más detalle cómo se obtendría el trazado del impulso eléctrico del corazón y las ondas que se producen sobre las diferentes derivaciones. Se puede seguir los lóbulos provocados por las ondas P, T y la que pertenecería al QRS de un ECG. (Figura 1.14).

Einthoven estandarizó la nomenclatura de las distintas deflexiones que se registran por cada latido. Para ello utilizó las últimas letras del abecedario. Por convención se aceptó que los valores positivos se registran hacia arriba y los negativos hacia abajo. En la Figura 1.15 se puede ver la nomenclatura empleada como las características de la señal.

- La onda P se utiliza para designar la activación del miocardio auricular.
- El intervalo P-R mide el tiempo desde el inicio de la onda P al inicio del QRS.
- El complejo QRS se utiliza para designar la despolarización ventricular:

Onda Q	Primera deflexión negativa seguida de una onda R
Onda R	Cualquier deflexión positiva
Onda S	Deflexión negativa precedida por R
Complejo QS	Deflexión negativa única

- El intervalo QRS comprende desde el inicio al final del QRS y mide su duración.
- El Punto J es el punto de unión del final del QRS con el segmento ST.
- El Segmento S-T es la línea isoelectrica que va desde el punto J al inicio de la onda T.
- La Onda T se inscribe tras el segmento ST y corresponde a la repolarización ventricular.
- El intervalo Q-T mide el tiempo desde el inicio del QRS al final de la onda T.
- La U es la onda que se registra ocasionalmente después de la onda T.

Para la onda P las características son: Altura < 2.5mm y Anchura < 0.11 s en derivación II.

El intervalo P-R comprende desde el inicio de la onda P hasta el inicio del complejo QRS. Tiene una duración entre 0,12 y 0,20 segundos o lo que es lo mismo entre 3 y 5 cuadraditos pequeños cuando se registra a la velocidad estándar de 25 mm/s.

La duración del complejo QRS debería ser inferior a 0.12 segundos.

El segmento S-T une el punto final del QRS (punto J) con el inicio de la onda T. Debe ser isoelectrico sin elevaciones ni depresiones.

La onda T representa al vector de la repolarización y tiene un eje similar al complejo QRS originando ondas concordantes con dicho complejo aunque de menor amplitud.

El intervalo Q-T representa la duración del potencial de acción. Se mide desde el inicio del complejo QRS hasta el final de la onda T. Se acorta con el aumento de la frecuencia por lo que se corrige en función de la fórmula donde RR es el tiempo entre los dos complejos expresado en segundos. Los valores normales del QTc son de hasta 0,39 en hombres y 0,44 en mujeres.

$$QT_c = \frac{QT}{\sqrt{RR}} \text{ (Ecuación 1.1)}$$

La onda U consta de una pequeña deflexión que se inscribe a veces después de la onda T. Trabajos recientes la han puesto en relación con la repolarización del sistema His-Purkinje. Puede no estar presente.

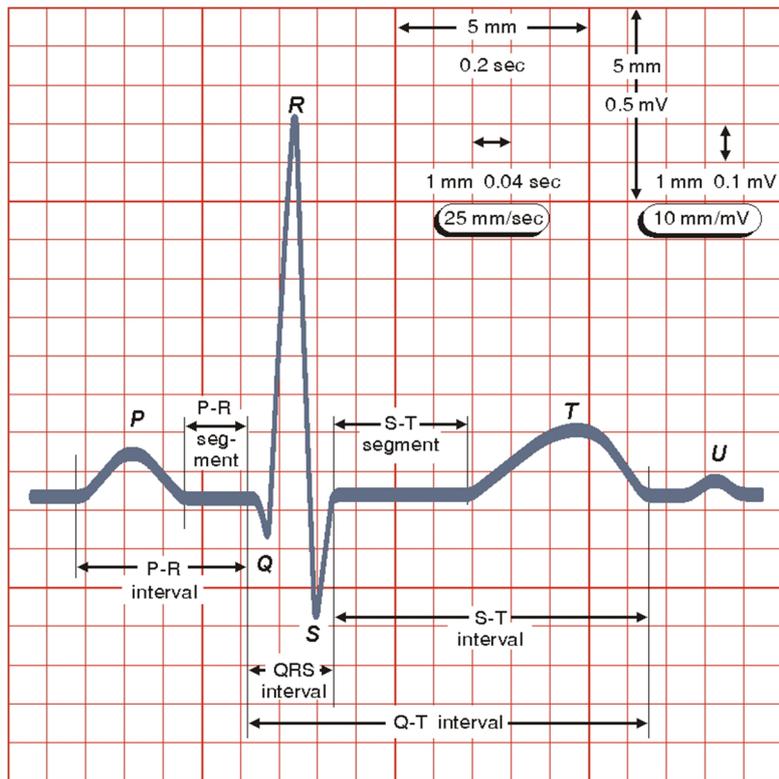


Figura 1.15 Trazado de un ECG normal. (Fuente: [27])

1.3 PROBLEMÁTICA

Las señales bioeléctricas se registran mediante electrodos que son capaces de captar los potenciales extracelulares que aparecen en la superficie. Los valores típicos de los potenciales que se miden en superficie oscilan entre $1 \mu\text{V}$ y 100 mV dependiendo del tipo de bioseñal a registrar. En el caso de las señales ECG que son las que se tratarán en el presente trabajo los potenciales varían entre 1 y 10 mV . En la Figura 1.16 se pueden ver las características de las principales señales biomédicas. Para las señales electrocardiográficas el rango de frecuencias se encontraría entre los 0.05 Hz y los 100 Hz .

Aunque el espectro de la señal ECG podría llegar hasta los 100 Hz la mayoría de la potencia de la señal se encuentra hasta los 40 Hz . En la Figura 1.17 se representa el espectro de la señal ECG junto con los principales factores que la componen. Como se puede ver en la gráfica, en la señal captada también se encuentran elementos ajenos a la propia señal, como el movimiento de electrodos o el ruido muscular. Principales fuentes de ruido a eliminar con el posterior tratamiento de la señal o realizando un buen filtrado.

Classification	Acquisition	Frequency Range	Dynamic Range	Comments
Bioelectric				
Action potential	Microelectrodes	100 Hz–2 kHz	10 μ V–100 mV	Invasive measurement of cell membrane potential
Electroneurogram (ENG)	Needle electrode	100 Hz–1 kHz	5 μ V–10 mV	Potential of a nerve bundle
Electroretinogram (ERG)	Microelectrode	0.2–200 Hz	0.5 μ V–1 mV	Evoked flash potential
Electro-oculogram (EOG)	Surface electrodes	dc–100 Hz	10 μ V–5 mV	Steady-corneal-retinal potential
Electroencephalogram (EEG)				
Surface	Surface electrodes	0.5–100 Hz	2–100 μ V	Multichannel (6–32) scalp potential
Delta range		0.5–4 Hz		Young children, deep sleep and pathologies
Theta range		4–8 Hz		Temporal and central areas during alert states
Alpha range		8–13 Hz		Awake, relaxed, closed eyes
Beta range		13–22 Hz		
Sleep spindles		6–15 Hz	50–100 μ V	Bursts of about 0.2 to 0.6 s
K-complexes		12–14 Hz	100–200 μ V	Bursts during moderate and deep sleep
Evoked potentials (EP)				
Visual (VEP)	Surface electrodes	1–300 Hz	1–20 μ V	Response of brain potential to stimulus
Somatosensory (SEP)		2 Hz–3 kHz		Occipital lobe recordings, 200-ms duration
Auditory (AEP)		100 Hz–3 kHz	0.5–10 μ V	Sensory cortex
Electrocorticogram	Needle electrodes	100 Hz–5 kHz		Vertex recordings
Electromyography (EMG)				
Single-fiber (SFEMG)	Needle electrode	500 Hz–10 kHz	1–10 μ V	Recordings from exposed surface of brain
Motor unit action potential (MUAP)	Needle electrode	5 Hz–10 kHz	100 μ V–2 mV	Action potentials from single muscle fiber
Surface EMG (SEMG)				
Skeletal muscle	Surface electrodes	2–500 Hz	50 μ V–5 mV	
Smooth muscle		0.01–1 Hz		
Electrocardiogram (ECG)	Surface electrodes	0.05–100 Hz	1–10 mV	
High-Frequency ECG	Surface electrodes	100 Hz–1 kHz	100 μ V–2 mV	Notches and slus waveforms superimposed on the ECG.

Figura 1.16 Características de las señales biomédicas. (Fuente: [1])

El complejo QRS abarca la mayoría de frecuencias hasta los 40 Hz mientras que las ondas P-T se encuentran en las bajas frecuencias al igual que el movimiento de electrodos. Se puede decir que obteniendo la señal del ECG hasta unos 40 Hz se tiene la suficiente información para poder visualizar la señal prácticamente en su totalidad y así monitorizar y diagnosticar correctamente a la persona.

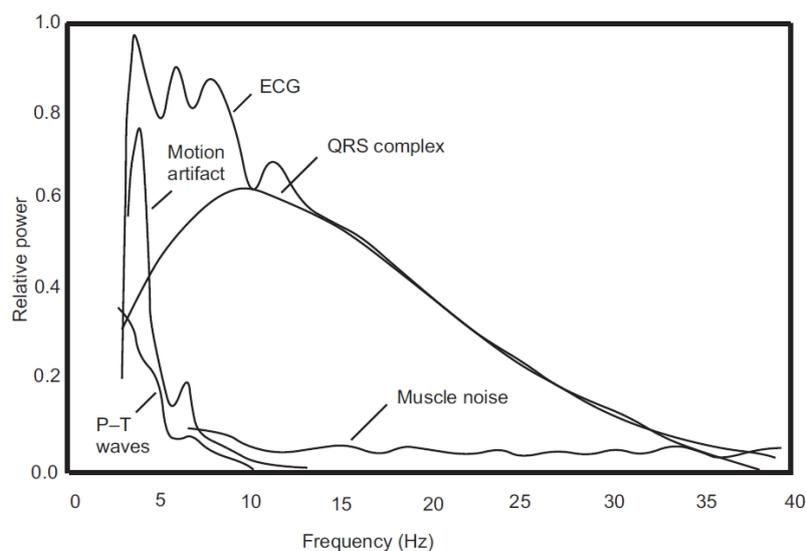


Figura 1.17 Espectro de la señal ECG con sus principales componentes. (Fuente: [1])

Como se ha comentado, la señal ECG que se recibe se ve afectada por varias fuentes de ruido o interferencia. Lo cual significa un problema a la hora de registrar correctamente la señal para su analizado y se precisa “limpiarla”. Las principales fuentes de ruido e interferencias con las que se ven afectadas las señales ECG son:

- Ruido debido **al movimiento del electrodo**: Cambios transitorios de la línea de base. Estos cambios proceden de la variación de la impedancia que se produce con el movimiento del electrodo.
- Ruido de **contacto en el electrodo**: interferencias transitorias causadas por la pérdida de contacto del electrodo con la piel. Se manifiesta con saltos de la línea de base con caídas exponenciales. Son debidos al movimiento del paciente o a vibraciones.
- **Contracciones de los músculos (E.M.G.)**: producen interferencias transitorias del orden de milivoltios, y de frecuencias típicas entre 0 y 10kHz.
- **Desplazamiento de la línea de base**: debido a la respiración se produce una modulación A.M. de la línea de base. Baja frecuencia (0.15-0.3 Hz).
- Ruido generado por los **instrumentos de medida**: que puede llegar a destruir la señal al saturarla. Tanto ruido interno (ruido térmico) como interferencias de equipos externos.
- La **interferencia capacitiva de red**: 50/60Hz. Es la producida por la señal de red de alimentación. En la Figura 1.19 se muestra de qué manera la señal de red afecta a nuestro sistema. Esta señal se puede reducir filtrando o utilizando el llamado tercer electrodo.
- **Interferencia inductiva generada por los cables de los electrodos**, debido al campo magnético que se produce entre dos cables, en los cuales fluye una corriente induce una corriente adicional. Este hecho se puede minimizar trenzando los cables de los electrodos, minimizando el área que éstos contienen (Figura 1.20).

A continuación en la Figura 1.18 se puede ver un esquema de un equipo de medida de señal ECG tradicional junto con las fuentes de ruido e interferencias que sufre la señal.

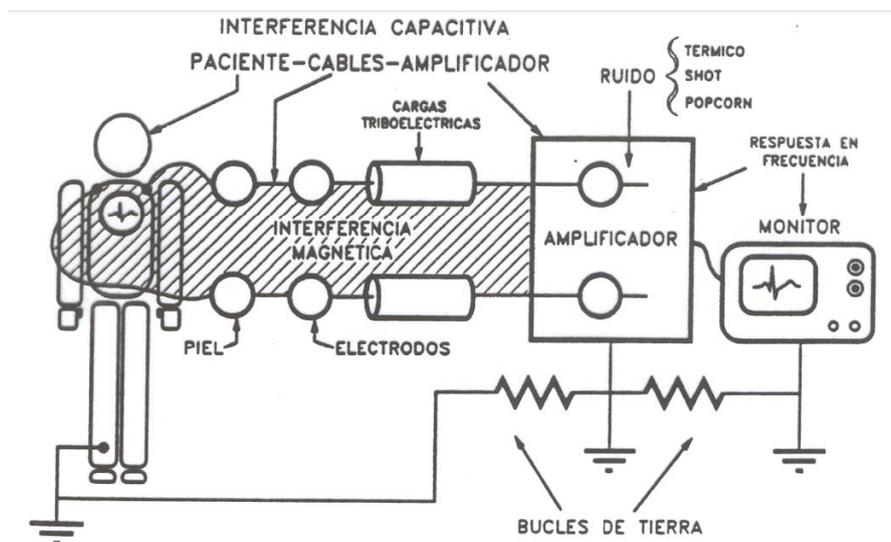


Figura 1.18 Fuentes de ruidos e interferencias. (Fuente: [28])

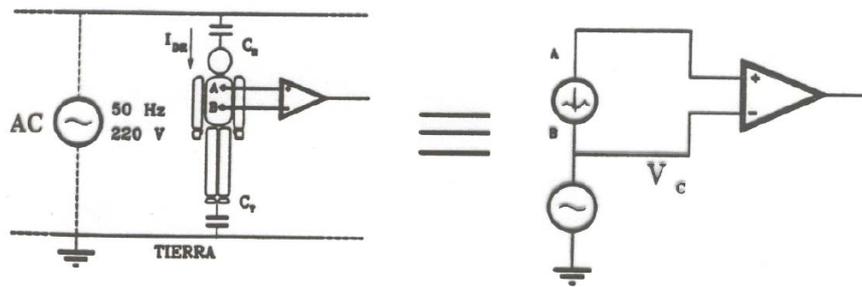


Figura 1.19 Interferencia capacitiva. (Fuente: [28])

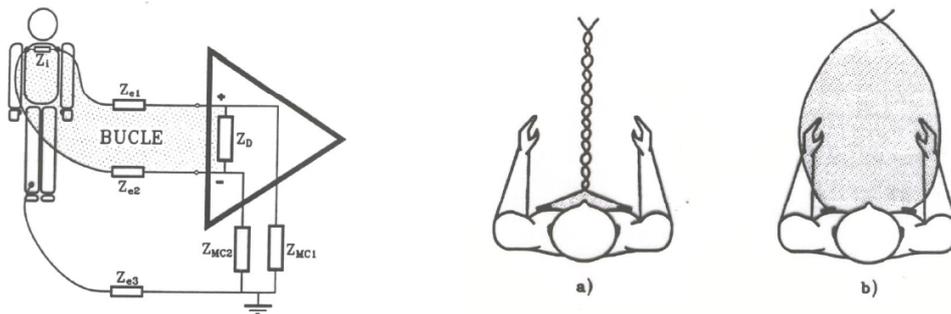


Figura 1.20 Interferencia inductiva. (Fuente: [28])

1.4 ESPECIFICACIONES

La adquisición de señales no se concibe como una tarea aislada, lleva asociada un procesamiento de señal capaz de desenmascarar la información relevante contenida en la misma. En la Figura 1.21 se representa un diagrama de bloques que representa el esquema básico de todo sistema de adquisición de señales. Que correspondería con la configuración típica para la medida de las señales bioeléctricas de la Figura 1.18.

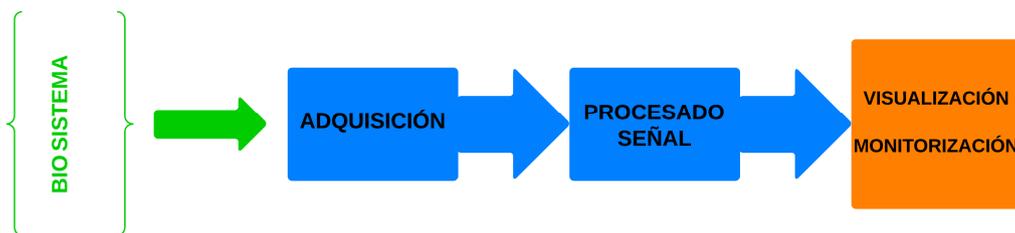


Figura 1.21 Sistema de adquisición de señales

En el estudio del diseño de un sistema de adquisición cuya finalidad sea captar las señales bioeléctricas de interés y que irán conectados a un paciente, primero se deben tener unas consideraciones para que toda señal que se quiera registrar sufra la menor variación posible y así poder obtener una señal clara e interpretable y con la máxima información posible.

Consideraciones:

- Características de las señales
- Características del transductor
- Requisito de un equipo de medida:
 - No deformar la señal
 - Niveles bajos de ruidos e interferencias
 - No poner en riesgo la vida del paciente

Una vez conocidas las características de las señales a tratar, la señal ECG tiene una variación de 1 a 10 mV y abarca las frecuencias de 0.05 a 100 Hz. Y las características de la señal producida por el electrodo empleado (el ruido por el movimiento de los electrodos afecta a bajas frecuencias) afectará a la línea base de la señal. Ahora se tratará de ver qué particularidades debe cumplir el sistema de adquisición ya que en el procedimiento de adquisición debe hacer prevalecer la información contenida en la forma de onda de la señal original. Por tanto se debe evitar cualquier distorsión, manteniendo módulo constante y fase lineal (o cero). Dentro de la etapa de adquisición entraría el acondicionado de la señal que es la que se encargaría de realizar la función de modificar la señal entregada por el sensor para obtener una señal adecuada (amplificación, linealización, etc.) cumpliendo los requisitos anteriormente comentados.

Características requeridas:

- **Amplificación diferencial** adecuada: ganancia y ancho de banda sin distorsión.
- **Impedancia de entrada muy elevada.**
- **Bajo ruido**
- **Estabilidad:** variaciones de V y T^a.
- Eliminación de interferencias: ruido red (**Alto CMRR**), movimiento de la línea base...
- **Seguridad paciente**
- **Seguridad equipo**

Solución:

Amplificadores de Instrumentación + Filtros

Ejemplo de un amplificador de instrumentación (Figura 1.22):

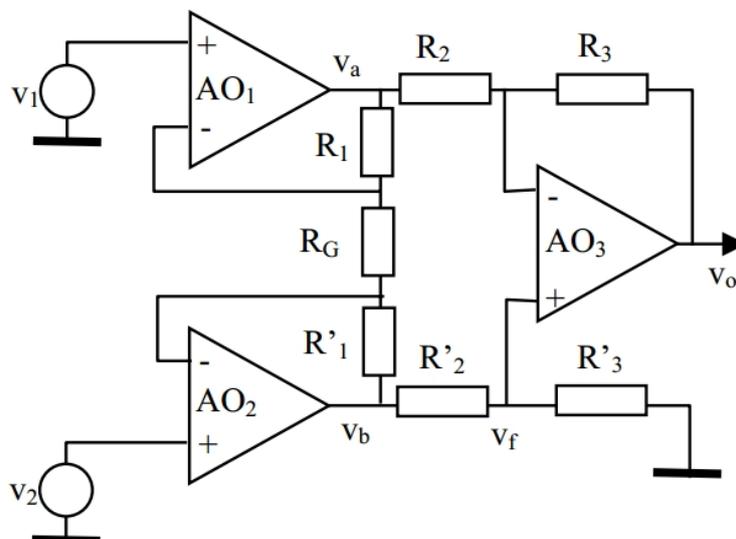


Figura 1.22 Amplificador de instrumentación de 3 operacionales

Donde para que sea diferencial las resistencias deben satisfacer:

$$\frac{R_3}{R'_3} = \frac{R_2}{R'_2} \quad (\text{Ecuación 1.1})$$

Y en caso de ser simétrico $R_1 = R'_1$ la ganancia diferencial y la común serán:

$$G_D = -\frac{R_3}{R_2} \left(1 + \frac{2R_1}{R_G} \right) \quad (\text{Ecuación 1.2})$$

$$G_{MC} = 0 \quad (\text{Ecuación 1.3})$$

Pero al ser complicado la fabricación de unas resistencias que satisfagan exactamente la relación de la Ecuación 1.1 el CMRR de dicho circuito queda (Ecuación 1.4):

$$CMRR = \left(1 + \frac{R_1}{R_G} + \frac{R'_1}{R_G} \right) \frac{1}{2} \frac{R_2 R'_3 + R'_2 R_3 + 2R_3 R'_3}{R_2 R'_3 - R_3 R'_2} \quad (\text{Ecuación 1.4})$$

Donde el CMRR se calcula como la división de la ganancia diferencial y la ganancia común $\frac{G_D}{G_{CM}}$

Un CMRR infinito también supondría impedancias de entradas del amplificador infinitas, hecho imposible en la práctica. Y aun en el caso de ser cercanamente posible, otro hecho que hace el rechazo al modo común difícil son las diferencias en las impedancias de la fuente, en este caso debido al contacto de los electrodos con la piel. Estas pequeñas diferencias se pueden reducir tratando la piel del paciente antes de colocar los electrodos junto con el uso de gel. Esto hace que la diferencia en la caída de tensión en los electrodos sea menor y la señal en modo común debido a este efecto se reduzca.

Ya en el apartado de procesamiento de la señal entraría el filtrado de las señales para poder eliminar los artefactos que afectan a la señal registrada. Existen varios métodos de filtrado, que dependiendo de los efectos a reducir se aplicarán unos u otros.

- Filtrado Paso Alto, para eliminar el desplazamiento de la línea de base y el ruido de contacto/movimiento del electrodo. Para la elección de la frecuencia de corte se tienen en cuenta los siguientes aspectos:
 - La información clínica del ECG no debe verse distorsionada
 - En general, el ritmo cardíaco más lento define esta frecuencia. Bradicardia $\rightarrow 40\text{bpm} \rightarrow F_c = 0.67 \text{ Hz}$.
 - No distorsión de fase.
- Filtro Elimina Banda, sirve para eliminar las interferencias de red, en este caso sería un filtro muy estrecho que eliminará la frecuencia de 50 Hz.
- Filtro Paso Bajo, con una frecuencia de corte de unos 60 o 70 Hz para dejar pasar las señales inferiores respectivas al ECG y así no perder información y eliminar las superiores que podrían introducir ruido a la señal, como es el caso del ruido muscular.

Existen otros mecanismos para mejorar los sistemas de amplificación, estos mecanismos emplean otros circuitos adicionales que se implementan principalmente con la finalidad de aumentar el rechazo en modo común. Este es el caso de la *guarda activa* o la *realimentación activa*.

Respecto a la *guarda activa* consiste en conectar el apantallamiento de los cables a la señal de modo común y no a la de referencia. Esto se consigue promediando la señal de entrada para obtener la señal común y se estabiliza mediante un seguidor de tensión (Figura 1.23). Este

mecanismo consigue reducir los efectos de las capacidades parásitas de los cables y las corrientes de fugas.

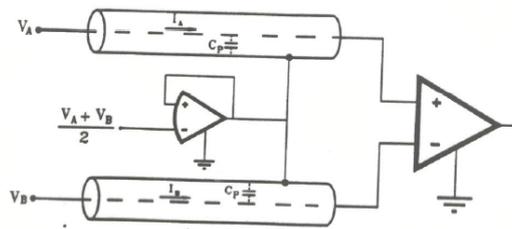


Figura 1.23 Realización de la guarda activa. (Fuente: [28])

Con la *realimentación activa*, los sistemas de captación de biopotenciales el electrodo de referencia no está conectado a masa, se conecta a un amplificador inversor que amplifica la señal de modo común. Esta realimentación negativa reduce bastante el nivel de modo común. El electrodo que se emplea para tal efecto es el de la pierna derecha. (Figura 1.24)

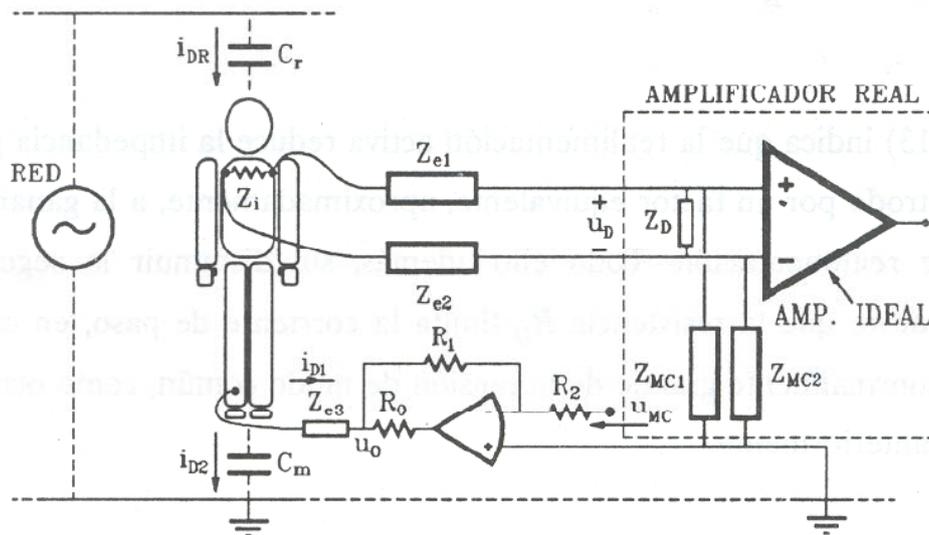


Figura 1.24 Circuito de realimentación activa. (Fuente: [28])

Finalmente se había comentado que la seguridad del paciente era una característica a tener en cuenta, ya que el paciente podría sufrir descargas eléctricas si no se prevenían correctamente. Para tales propósitos se emplean amplificadores de aislamiento, que evitan los lazos a tierra, eliminan las conexiones entre masa y fuente para evadir el riesgo de descarga eléctrica. Los amplificadores de aislamiento se realizan en tres tecnologías diferentes: transformador de aislamiento, aislamiento por condensador, y opto-aislamiento. Proporcionan una separación galvánica completa que idealmente no habrá flujo de corriente a través de la barrera.

Los sistemas de amplificación también deben de tener protección contra los daños que puedan afectar a los circuitos electrónicos. Para esto, hay que añadir elementos para la limitación de tensión entre cada electrodo y masa. Los elementos utilizados para la protección del amplificador son diodos, diodos Zener y tubos de descarga de gas.

1.5 TEXTILES INTELIGENTES

Los tejidos en general y los especiales en particular, están en constante evolución para obtener de ellos propiedades especiales que les hacen aptos para su aplicación en diferentes campos de la actividad humana e industrial, desde la cirugía, hasta los deportes de competición para mejorar resultados; la vestimenta de los astronautas, facilitarnos mayor confort, la construcción y el acondicionamiento de locales, vencer el frío, olvidarnos del calor, pasando por otros muchos campos en los que se aplican estas innovaciones. Nuestra vida cotidiana, en los próximos años, se regulará significativamente por dispositivos inteligentes y muchos de estos dispositivos estarán integrados en prendas o distintos sustratos textiles.

Los textiles inteligentes se definen como textiles que pueden detectar y reaccionar a condiciones medioambientales o a estímulos mecánicos, térmicos, químicos, fuentes eléctricas o magnéticas.

Según su actividad funcional los textiles inteligentes pueden ser clasificados en tres categorías:

Textiles Inteligentes Pasivos: La primera generación de textiles inteligentes, los cuales solamente pueden detectar las condiciones medioambientales o estímulos.

Textiles Inteligentes Activos: La segunda generación son textiles que tienen la capacidad de detectar y de actuar frente a una determinada situación. Los detectores actúan sobre la señal detectada tanto directamente como de una unidad central de control. Los Textiles Inteligentes Activos tienen una memoria de la forma, son camaleónicos, hidrófugos y permeables al vapor (hidrofilico / no poroso), pueden almacenar calor, son termorreguladores, absorben el vapor, etc...

Textiles Ultra Inteligentes: Los Textiles Ultra Inteligentes son la tercera generación de estos textiles. Éstos pueden detectar, reaccionar y adaptarse a las condiciones y estímulos del medio. Un textil ultra inteligente esencialmente consiste en una unidad, la cual trabaja como cerebro, con capacidad cognitiva, que razona y reacciona. En la actualidad la producción de textiles ultra inteligentes es una realidad debido a una unión acertada de textiles tradicionales y nuevos tejidos con otras ramas de la ciencia como: ciencia de los materiales, mecánica estructural, tecnología de sensores y de detectores, avanzada tecnología de procesos, electrónica, comunicación, inteligencia artificial, biología etc.

Los nuevos materiales para fibras y los que forman parte de tejidos, junto a los componentes electrónicos miniaturizados hacen posible la creación de textiles inteligentes, de este modo se crean las verdaderas prendas inteligentes realmente llevables. Estas ropas inteligentes son utilizadas como prenda de diario, aportando soluciones o ayudas a varias situaciones según los usos diseñados.

Los materiales 'Inteligentes' o 'Funcionales' generalmente forman parte de un 'Sistema Inteligente' que tiene la capacidad de detectar el ambiente y sus efectos y, si es de segunda o tercera generación es también capaz de responder a ese estímulo externo gracias a un mecanismo activo de control. Los materiales Inteligentes y sistemas ocupan 'un espacio de la tecnología' que también incluyen las áreas de sensores y de detectores. Este tipo de desarrollo tiene varios nombres como e-textil, textronics, etc. Se han hecho diversos esfuerzos en este campo durante los últimos años, esencialmente para las ropas utilizadas por soldados y en el área médica. Cuando se incorpora en el diseño de la ropa, la tecnología puede llegar a monitorear el ritmo cardíaco del portador, ECG, respiración, temperatura, y un abanico de funciones vitales, alertando al usuario o al médico si hay algún problema.

Se citan una serie de productos e ideas en desarrollo según las aplicaciones que tienen en diversos ámbitos como salud, seguridad, para ámbito militar, etc. Este punto servirá para mostrar ejemplos concretos de innovaciones disponibles en el campo de los textiles inteligentes.

- Protección personal y seguridad

Textiles inteligentes para bomberos donde se están desarrollando prendas que incluyen su seguimiento y localización de una forma inalámbrica, así como la monitorización de su sistema fisiológico. Podrían contar con un sensor que supervisara el oxígeno o los niveles peligrosos de gas. Otros sensores podrían supervisar la tasa de respiración y temperatura del cuerpo, etc. También incluyendo mecanismos de enfriamiento y control de temperatura.

Se está trabajando en el desarrollo de un dispositivo integrado en textiles inteligentes capaz de medir la actividad cardíaca y la respiración del conductor para prevenir la somnolencia y la fatiga al volante. Se trata de un sistema de sensores no invasivo integrado en la cubierta del asiento y en el cinturón de seguridad del vehículo. Por eso monitorizando estas constantes se pueden detectar y avisar al conductor.

Un avance en el sector de la automovilística es la inclusión por ejemplo de airbags en chaquetas para los conductores de motocicletas. Ducati ha presentado Multistrada D-Air, un sistema inteligente de sensores totalmente integrados y que conecta vía wireless la moto con la nueva chaqueta airbag. El sistema analiza constantemente la dinámica del vehículo y en caso de detectar un accidente inminente activa los airbags del piloto en tan sólo 45 milisegundos



Figura 1.25 Airbag interior de la chaqueta de Ducati. (Fuente: [30])

Otras aplicaciones que serían destacables serían la de iluminación de seguridad en prendas de vestir y la integración del GPS en la ropa para la detección de la posición del usuario en caso de desaparición o secuestro.

- Militar

Una serie de proyectos continúan aún en desarrollo para aprovechar las oportunidades de la integración de la electrónica y equipos de comunicaciones en los uniformes militares. Por ejemplo trajes de combate modernizados radicalmente con la tecnología de batería recargable integrada y la posibilidad de conectar y ejecutar una amplia gama de dispositivos de electrónica incluyendo miras de armas y radios. El peso se distribuye de manera ergonómica y las comunicaciones integradas reducen la carga del equipo adicional, así como proporcionar información directa al puesto de comando.

Actualmente la investigación también se centra en sistemas de alimentación “ponibles”, para reducir el peso de las baterías y el cableado para los dispositivos electrónicos. El foco principal de la investigación es de dos tipos de tecnologías de captación de energía, la energía cinética,

generadas por los movimientos de los soldados y las células solares fotovoltaicas flexibles que se pueden integrar en las superficies de tela externas para captar energía solar. El objetivo es integrar esta tecnología en uniformes de combate del Ejército y chalecos tácticos.

Otras prendas en desarrollo utilizarían fibras ópticas para detectar heridas de balas y sensores especiales pegados al cuerpo que se interconectan para supervisar las constantes vitales durante situaciones de combate, identificar la localización exacta del problema físico o herida y transmitir la información en segundos. Eso ayuda a determinar quién necesita de atención inmediata en acciones militares, frecuentemente la más crítica en batallas.

- Industria aeroespacial.

Las agencias espaciales continúan investigando este tipo de textiles para las misiones de los astronautas. La tecnología que están desarrollando está diseñado para ayudar a contrarrestar algunos de los problemas de salud sufridos por los astronautas como consecuencia de los efectos de la reducción de las fuerzas gravitacionales en el espacio.

El calcetín inteligente (Figura 1.26) puede monitorear la eficacia de los ejercicios de entrenamiento de astronautas en el espacio, para ayudar a reducir la degeneración muscular experimentada por la pérdida de la gravedad en el espacio. El resultado es un calcetín con sensores incorporados que registra la actividad eléctrica del músculo (EMG) y el uso de la luz para detectar el contenido de oxígeno en y alrededor del músculo.



Figura 1.26 Smart sock. (Fuente: [21])

También existen desarrollos sobre camisetas inteligentes, las cuales disponen de sensores capaces de monitorizar los signos vitales de los astronautas en tiempo real y transmitirla de forma inalámbrica a los equipos médicos en la Tierra, donde puedan interpretar los datos para evaluar cómo el equipo está respondiendo a sus tareas y el medio ambiente en el que se encuentran.

- Telemedicina y salud en los deportes.

Los principales datos biométricos que se monitorizan son la frecuencia cardíaca, la temperatura, el movimiento, la respiración, y la actividad muscular. También tendría cabida la medida de oxígeno y la presión plantar. Todos los dispositivos que se están desarrollando tienen potencial para aplicaciones tanto médicas, de telemonitorización y deportivas.

Esta evolución de las prendas de sensores múltiples que se han estado realizando desde hace varios años ya se están convirtiendo en disponibles en el mercado. Los dispositivos más sencillos incluirían desde simplemente detectar el ritmo del corazón e integrarlo en una camiseta cómoda y ligera, a medidas de presión plantar para el análisis de movimiento, la aceleración y temperatura dirigidas a los atletas durante la rehabilitación después de lesiones o cirugía. Pasando por la medida de sensores de estiramiento para medir la actividad muscular durante el ejercicio y el exceso de acumulación de fluido como síntoma de edema.

Se ha conseguido desarrollar un nuevo dispositivo usando minúsculas corrientes eléctricas, que pasan a través del pecho, trabajando sobre el principio que existen diferencias de conducción entre el tejido sano del pecho y el tejido de un tumor. Según los investigadores, el tejido más denso en tumores hace más difícil que la electricidad consiga atravesar, y el equipo de medición de sensibilidad del sujetador detecta esto. Los investigadores indicaron que explorando el pecho de diversos ángulos, un mapa detallado en el cual está el crecimiento anormal podría ser construido en un ordenador y puede permitir un rápido autodiagnóstico de la presencia de tumores mamarios.

Otra prenda a destacar es el chaleco sensorial del bebé, que está equipado con sensores que permiten la supervisión constante de funciones vitales tales como corazón, pulmones, temperatura de la piel y del cuerpo lo que se puede utilizar en la detección temprana y la supervisión de enfermedades circulatoria o del corazón. Se espera utilizar este chaleco para prevenir muertes sin explicaciones (muerte súbita) y otras situaciones peligrosas para la vida de los bebés.

Por último comentar lo que sería un sistema de supervisión ambulatorio continuo no invasivo (no se penetra el tejido humano), que puede recoger datos sobre información pulmonar, cardíaca y otros datos fisiológicos, y correlacionarlos en un cierto plazo. El sistema recopila datos durante la rutina diaria del usuario, proveyendo a médicos y facultativos una “película continua” de la salud del paciente en las situaciones de la vida cotidiana (trabajo, escuela, ejercicio, sueño).

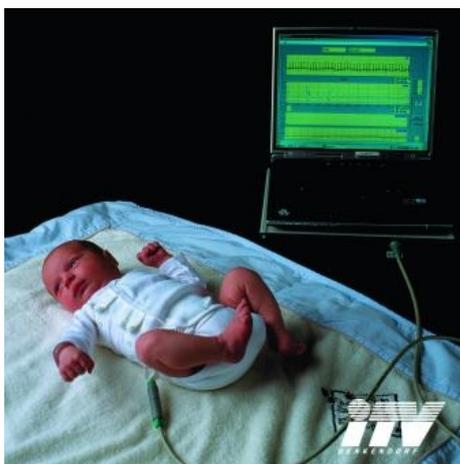


Figura 1.27 Prenda para bebé. (Fuente: [21])

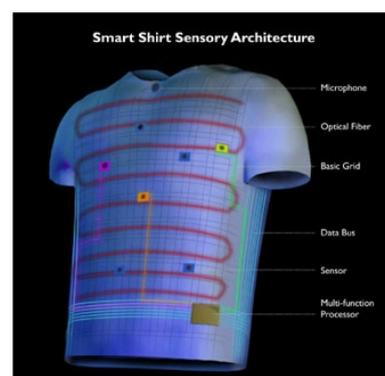


Figura 1.28 Smart Shirt de Sensatex. (Fuente: [21])

2 JUSTIFICACIÓN Y OBJETIVOS

Las tendencias del desarrollo tecnológico están fuertemente enfocadas a mejorar y ampliar el uso del procesamiento digital en la vida cotidiana. Esto es lo que permite que cada vez más se intente avanzar en el desarrollo de nuevas tecnologías que puedan satisfacer estas necesidades e introducirse en este nuevo mercado. Hasta ahora se han visto las características de los circuitos empleados en la obtención de las señales ECG, incluidas las dificultades para capturarlas y amplificarlas sin perder información sobre éstas. Para ello, nacen una nueva serie de herramientas y dispositivos capaces de cumplir con estos requerimientos y adaptarse a las nuevas necesidades del mercado, incluyendo en un mismo circuito integrado la mayoría de funcionalidades destinadas a la captura de señales bioeléctricas. Esto implica disponer en un mismo chip una serie de canales para la amplificación junto con la alta impedancia de entrada, rechazo en modo común, realimentación activa, bajo ruido, formación del terminal centro de Wilson, sin perder la seguridad del paciente por alto. Este es el caso del chip ADS1296 de Texas Instruments al que se realizarán pruebas para poder caracterizarlo y valorar la eficacia en su función. Además, este front – end de bajo consumo, cuenta con un conversor analógico – digital para hacer más fácil el tratamiento de señal y el manejo de los datos para posteriormente poder ser enviados.

El objetivo del proyecto es el desarrollo de un sistema inalámbrico capaz de captar las señales electrocardiográficas de un individuo de una forma no invasiva y enviarlas hasta un ordenador o terminal donde poder representar y visualizar dichas señales en tiempo real con una aplicación destinada para tales efectos. El mecanismo será empleado para su utilización en textiles inteligentes, como camisetas, bandas u otros elementos diseñados para las funciones pretendidas. Por eso el sistema debe ser reducido y ligero para que el sujeto, ya sea en una sala de un hospital, ya sea realizando algún deporte, no le sea incómodo la carga del dispositivo. Para ello se ha elegido el front-end ADS1296 de Texas Instruments ya que por su tamaño, peso y funcionalidades permiten el desarrollo de este tipo de dispositivos e implantarlos fácilmente en los tejidos biomédicos que en los últimos años vienen desarrollándose.

Las señales cardíacas se capturarán y se digitalizarán para poder enviarlas a través de un dispositivo Bluetooth. Ya que éste permite el envío de datos a distancia sin cables y de una forma bastante segura. Los datos, ya en el ordenador, se podrán representar para poder monitorizar continuamente al individuo en cuestión. Como el individuo podrá desplazarse por cierta zona, como el interior de una habitación, sin que ningún cable lo ligue a ningún ordenador, el sistema debe incluir una fuente de alimentación que abastezca al dispositivo mientras dure el tiempo en el que el sujeto lleve el dispositivo.

El uso de este tipo de tecnología no sólo está restringido al área de los hospitales ya sea como pacientes o realizando alguna prueba de esfuerzo. Estos avances en conseguir cada vez sistemas más pequeños y fiables permiten que en el futuro se puedan registrar ECG o cualquier señal de interés médico desde cualquier sitio, desde casa u otros hospitales, y así poder llevar un seguimiento del paciente sin que éste tenga que desplazarse de su hogar. Igualmente al poder implantarse a los nuevos textiles inteligentes su uso podría abarcar diferentes mercados como el militar o en el deporte donde el empleo de este tipo de equipos podría suponer una mejora en el rendimiento de los atletas o poder disponer de las constantes vitales de un soldado en el campo de batalla.

3 DESCRIPCIÓN DETALLADA DE LA SOLUCIÓN ADOPTADA

El sistema completo consta básicamente de un conjunto de electrodos debidamente dispuestos que se emplean para poder extraer las señales bioeléctricas, en este caso las del corazón. Así como un sistema capaz de captar estas señales y digitalizarlas para su posterior envío vía Bluetooth. Y finalmente un terminal PC donde poder ver dichas señales. Indicar también que esta solución se adaptará para su uso en camisetas inteligentes ya que ese es el uso final que se le quiere dar al dispositivo.

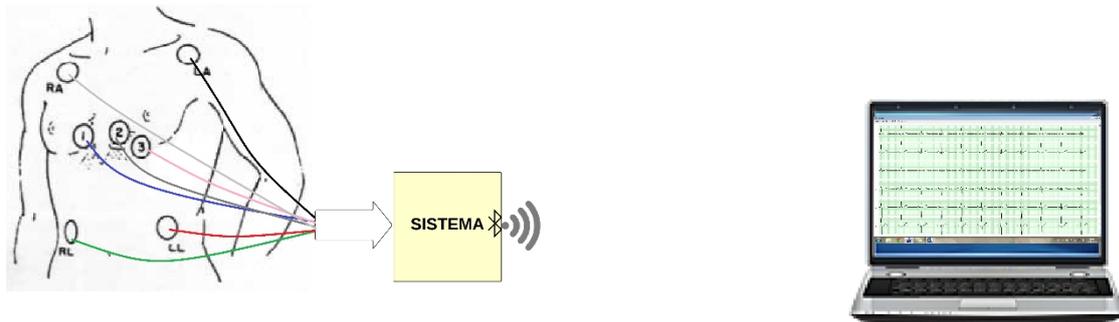


Figura 3.1 Esquema general del funcionamiento del sistema

Primeramente, siguiendo el esquema de la Figura 3.1 se utilizarán los electrodos de parche o de pera estándar para realizar algunas pruebas y caracterizar en parte el dispositivo, para posteriormente adaptar mediante otros conectores diseñados a los diferentes textiles que se pueden encontrar en el mercado. En este caso se verá una banda diseñada por la casa Nuubo.

En este capítulo simplemente se trata el esquema hardware del sistema diseñado así como la explicación del software empleado para programar el dispositivo para su puesta en marcha y que el sistema funcione adecuadamente según las especificaciones necesarias.

3.1 PARTE HARDWARE

3.1.1 Estructura del hardware

Para llevar a término el diseño hardware con las características requeridas, se ha seguido el esquema de la Figura 3.2. Para ello se han tenido en cuenta las necesidades funcionales pretendidas, tales como el uso de una batería y un Bluetooth que permitan introducirlo en un encapsulado ergonómico y no resulte demasiado incómodo para el individuo y así realizar la conexión sin hilos.

En el diagrama de bloques de la Figura 3.2, se puede ver qué partes componen este sistema y cómo se conectan y comunican entre ellos. El núcleo central es el microcontrolador, el cual es el encargado de recoger las señales capturadas y poder enviarlas por el Bluetooth, así como de programar correctamente el resto de chips empleados.

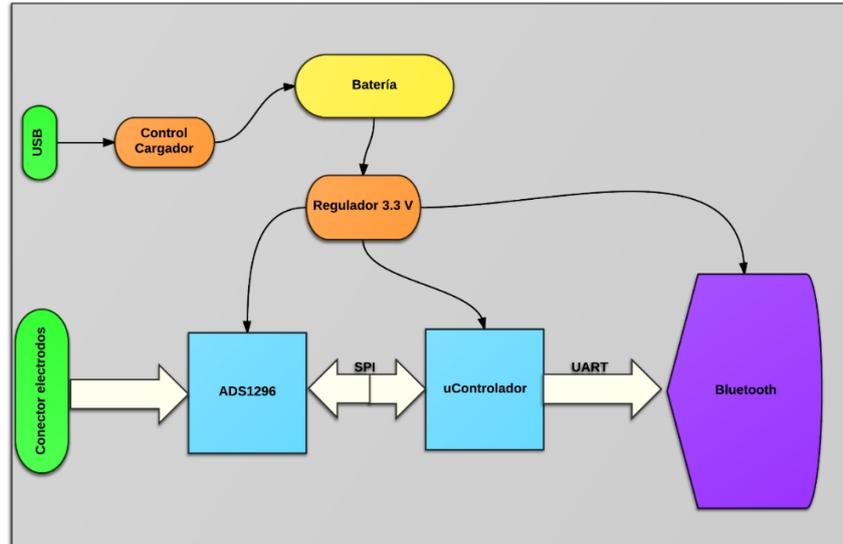


Figura 3.2 Diagrama de bloques del hardware.

El encargado de convertir las señales es el front - end ADS1296, el cual recibe las señales introducidas mediante electrodos por el conector habilitado para dicha función. La fuente de alimentación de todo el sistema proviene de una batería recargable, por lo que se cuenta con un mecanismo para poder manejarla y regularla y así abastecer a todo el circuito de la tensión necesaria. El puerto *USB* simplemente será el que se emplea para cargar la batería. El Bluetooth, como se ha comentado anteriormente, será el encargado de transmitir inalámbricamente a una frecuencia de 2.4 GHz, los datos que le lleguen por el puerto UART.

Al final el hardware queda como el de la Figura 3.3. Pudiéndose ver la batería, el encapsulado y la placa *PCB* con los componentes que establecen el equipo desarrollado.



Figura 3.3 Foto del HW desarrollado

A continuación se procederá a explicar brevemente los componentes fundamentales empleados para el diseño de la herramienta desarrollada. Los esquemas eléctricos de la placa y demás información de los componentes se pueden ver con más detenimiento en los Anexos, así como las funciones principales de éstos detalladamente.

3.1.2 Componentes principales

Los componentes empleados para llevar a cabo el diagrama mostrado en la Figura 3.2 son los que se van a describir a continuación, detallando brevemente sus características y su función dentro del sistema.

3.1.2.1 Front-end ADS1296

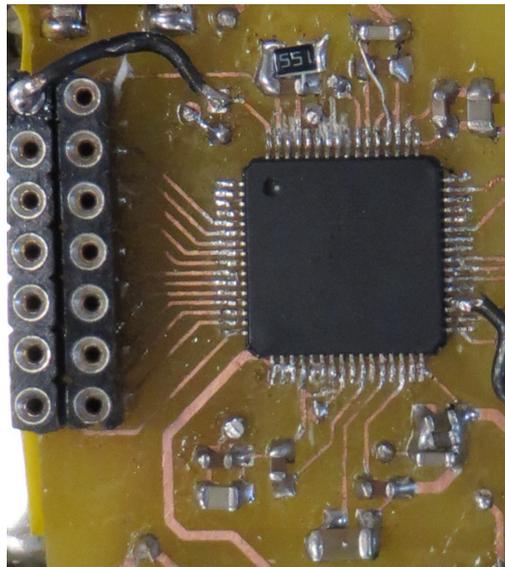


Figura 3.4 Foto detalle del ADS1296.

Este sistema de amplificación multicanal que incluye convertidor analógico – digital y procesamiento de las señales y que pertenece a Texas Instruments para medidas de biopotenciales está especialmente diseñado para la obtención de señales *ECG*, ya que dispone de varias funcionalidades para este caso. El diagrama de bloques se puede ver en la Figura 3.5 y el detalle de la zona ampliada que pertenece a la situación del chip dentro del hardware implementado en la Figura 3.4. La versión empleada no dispone de la circuitería para la respiración.

Es un convertidor delta – sigma de 24 bits de seis canales. Los amplificadores programables se pueden configurar para unas ganancias de 1, 2, 3, 4, 6, 8 o 12 con un bajo consumo por canal. Al igual que un alto rechazo al modo común (*CMRR*) y bajo ruido a la entrada. Alta tasa de muestreo, llegando desde 250 *SPS* a los 32 *kSPS* en dos modos diferentes, Alta resolución (*HR*) para un menor ruido y otro de bajo consumo (*LP*). Puede Trabajar con un reloj interno de 2 048 MHz.

Cuenta con Realimentación Activa (*RLD*), puede generar internamente el Centro Terminal de Wilson (*WCT*) y el Centro Terminal de Goldberger requeridos para obtener las 12 derivaciones estándar del *ECG*, así como detección de electrodo caído.

El sistema de comunicación con el *PIC* para la transferencia de los datos, se describe más adelante en el apartado 3.1.6 *Buses de conexión SPI y UART*, que en este caso se realizará mediante un puerto *SPI*.

3.1.2.2 Bluetooth F2M03GXA

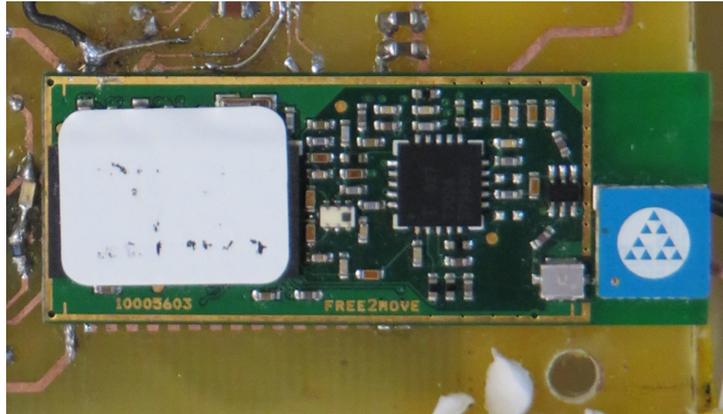


Figura 3.6 Foto detalle del Bluetooth.

Este dispositivo Bluetooth de largo alcance y de pequeño tamaño cuenta con 37 pines y pertenece a la casa FREE2MOVE. Es el encargado transferir los datos sin cables hasta un terminal donde se podrán ver las señales obtenidas. Se conecta al microcontrolador a través de su puerto *UART*.

Lleva la antena integrada y la potencia de transmisión puede llegar hasta los 18 *dBm* y cuya frecuencia es de 2.4 GHz. Su sensibilidad como receptor es de -92 *dBm*. Lo que le permite poder configurarse como Clase1/ 2/ 3. En la Figura 3.6 se puede ver una imagen del chip ampliado dentro de la placa realizada.

El sistema de comunicación con el *PIC* se describe más adelante en el apartado 3.1.6 *Buses de conexión SPI y UART*, que en este caso se realizará mediante el puerto *UART* de éste y que es lo que permitirá el envío de los datos de un modo inalámbrico.

3.1.2.3 Microcontrolador PIC24FJ256GB106

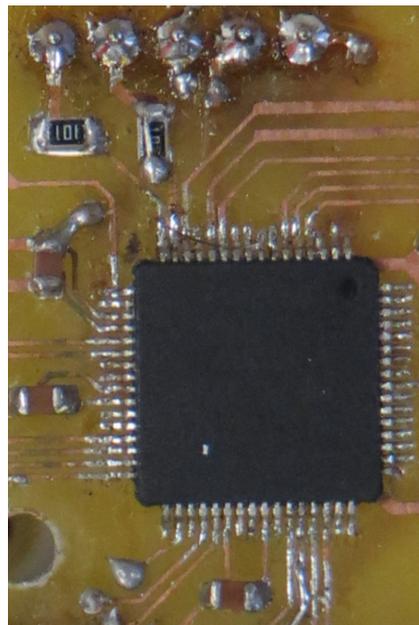


Figura 3.7 Foto detalle del PIC.

Este microcontrolador de 16-bits de la casa Microchip es el encargado de controlar y programar tanto el ADS1296 como el Bluetooth. En la Figura 3.7 se puede ver la disposición del chip en la placa, junto con la parte inferior de los cinco pines empleados para su programación.

Se comunica con el front - end a través del puerto *SPI* y con el Bluetooth con el puerto *UART*. También es el encargado de recoger los datos convertidos del ADS1296 y mandarlos al *BT* para que los envíe vía inalámbrica al *PC* remoto donde se visualizaran las señales *ECG*, como se puede ver en la Figura 3.2.

Una de las funcionalidades más importantes es que dispone de pines programables lo que le hace más flexible a la hora de manejarlo. En este caso se ha empleado el de 64 pines PIC24FJ256GB106. Las principales características de este chip son:

- 256 kBytes de memoria de programa
- 16 kBytes *SRAM*
- 29 pines reasignables
- Hasta 4 puertos *UART*
- Hasta 3 puertos *SPI*
- 16 canales *A/D* de 10 bits
- Oscilador interno de 8 MHz, reloj hasta 32 MHz junto con *PLL*
- *USB*

3.1.2.4 Circuito de alimentación

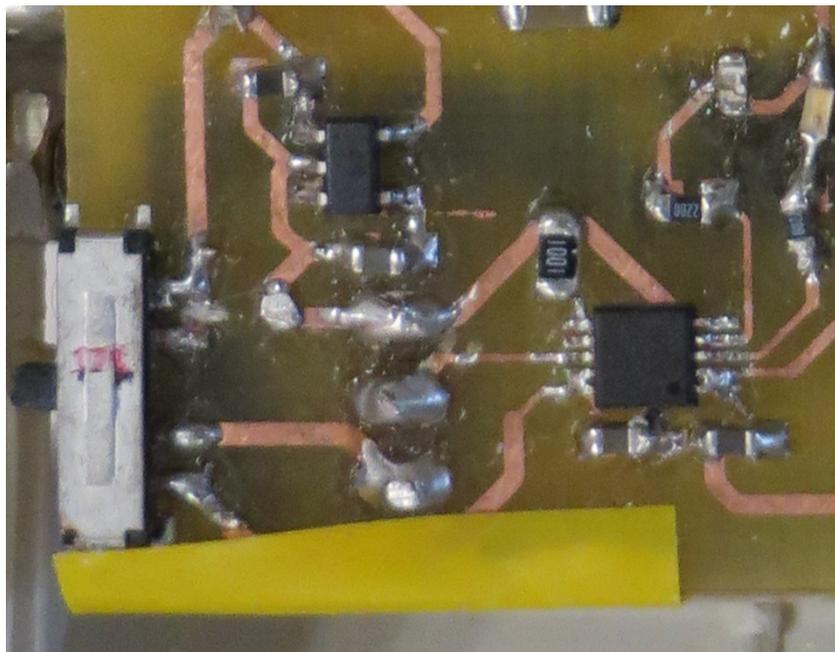


Figura 3.8 Foto de la zona de alimentación.

El circuito de alimentación es el encargado de abastecer al dispositivo de su correcta alimentación y suministro eléctrico para poder poner en funcionamiento el dispositivo. Introduciendo el voltaje correcto a los chips y realizando el control de carga cuando la batería necesite cargarse.

Este circuito consta de una batería de 3.7 V. Un regulador que será el encargado de adaptar estos voltios a los 3.3 V necesarios para las alimentaciones de los circuitos integrados. Y un control de carga que es el encargado de que, a la hora de tener que cargar la batería, ésta se realice correctamente, y, ayudado de un par de *LEDs*, se pueda saber si ya está cargada (azul) o se está

cargando todavía (rojo). La carga se realiza a través del puerto *USB* disponible para tal efecto. En la Figura 3.8, se puede observar la zona de alimentación con los *LEDs* y un interruptor utilizado para conmutar entre estado de apagado, cargándose, o en funcionamiento normal. En la Figura 3.3, se puede ver al completo con la batería y el puerto *USB*.

3.1.2.4.1 *Batería VARTA EasyPack EZPack L*

Batería de polímero de litio recargable de 3.7 V nominales y con una capacidad típica de 1130 mAh. Apta para alimentar los circuitos que componen el dispositivo diseñado y con el tamaño suficiente para caber en la caja donde se alberga todo el sistema. Cuenta con protección sobre la célula ya que dispone de detección tanto para sobrecargas y sobredescargas como para sobrecorrientes. Salida para la resistencia *NTC* que lleva incorporada para poder medir la temperatura de la batería.



Figura 3.9 Foto de la batería recargable.

3.1.2.4.2 *Regulador de tensión TPS73633*

Regulador de 3.3 V de Texas Instruments. Estable y de bajo ruido, cuyas características eléctricas se pueden ver en la Figura 3.10.

Básicamente la función del regulador es transformar los 3.7 V nominales que llegan de la batería a los 3.3 V que trabajan los circuitos integrados que se han empleado en el desarrollo del equipo. Como se puede ver en las características, el voltaje de la batería que se dispondría a la entrada del regulador, está dentro del rango adecuado para su empleo. También ofrece un nivel estable a la salida frente a variaciones en la entrada.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Over operating temperature range ($T_J = -40^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$), $V_{IN} = V_{OUT(nom)} + 0.5V^{(1)}$, $I_{OUT} = 10\text{mA}$, $V_{EN} = 1.7\text{V}$, and $C_{OUT} = 0.1\mu\text{F}$, unless otherwise noted. Typical values are at $T_J = +25^\circ\text{C}$.

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
V_{IN}	Input voltage range ^{(1) (2)}		1.7		5.5	V
V_{FB}	Internal reference (TPS73601)	$T_J = +25^\circ\text{C}$	1.198	1.20	1.210	V
V_{OUT}	Output voltage range (TPS73601) ⁽³⁾		V_{FB}		$5.5 - V_{DO}$	V
	Accuracy ^{(1) (4)} over V_{IN} , I_{OUT} , and T	$T_J = +25^\circ\text{C}$ $V_{OUT} + 0.5V \leq V_{IN} \leq 5.5V$; $10\text{mA} \leq I_{OUT} \leq 400\text{mA}$	-1.0	± 0.5	+1.0	%
$\Delta V_{OUT}/\Delta V_{IN}$	Line regulation ⁽¹⁾	$V_{O(nom)} + 0.5V \leq V_{IN} \leq 5.5V$		0.01		%/V
$\Delta V_{OUT}/\Delta I_{OUT}$	Load regulation	$1\text{mA} \leq I_{OUT} \leq 400\text{mA}$		0.002		%mA
		$10\text{mA} \leq I_{OUT} \leq 400\text{mA}$		0.0005		
V_{DO}	Dropout voltage ⁽⁵⁾ ($V_{IN} = V_{OUT(nom)} - 0.1V$)	$I_{OUT} = 400\text{mA}$		75	200	mV
$Z_O(DO)$	Output impedance in dropout	$1.7V \leq V_{IN} \leq V_{OUT} + V_{DO}$		0.25		Ω
I_{CL}	Output current limit	$V_{OUT} = 0.9 \times V_{OUT(nom)}$	400	650	800	mA
		$3.6V \leq V_{IN} \leq 4.2V$, $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +70^\circ\text{C}$	500		800	
I_{SC}	Short-circuit current	$V_{OUT} = 0V$		450		mA
I_{REV}	Reverse leakage current ⁽⁶⁾ ($-I_{IN}$)	$V_{EN} = 0.5V$, $0V \leq V_{IN} \leq V_{OUT}$		0.1	10	μA
I_{GND}	GND pin current	$I_{OUT} = 10\text{mA}$ (I_Q)		400	550	μA
		$I_{OUT} = 400\text{mA}$		800	1000	
I_{SHDN}	Shutdown current (I_{GND})	$V_{EN} = 0.5V$, $V_{OUT} \leq V_{IN} \leq 5.5V$, $-40^\circ\text{C} \leq T_J \leq +100^\circ\text{C}$		0.02	1	μA
I_{FB}	FB pin current (TPS73601)			0.1	0.3	μA
PSRR	Power-supply rejection ratio (ripple rejection)	$f = 100\text{Hz}$, $I_{OUT} = 400\text{mA}$		58		dB
		$f = 10\text{KHz}$, $I_{OUT} = 400\text{mA}$		37		
V_N	Output noise voltage BW = 10Hz – 100KHz	$C_{OUT} = 10\mu\text{F}$, No C_{NR}		$27 \times V_{OUT}$		μVRMS
		$C_{OUT} = 10\mu\text{F}$, $C_{NR} = 0.01\mu\text{F}$		$8.5 \times V_{OUT}$		
t_{STR}	Startup time	$V_{OUT} = 3V$, $R_L = 30\Omega$, $C_{OUT} = 1\mu\text{F}$, $C_{NR} = 0.01\mu\text{F}$		600		μs
$V_{EN(HI)}$	EN pin high (enabled)		1.7		V_{IN}	V
$V_{EN(LO)}$	EN pin low (shutdown)		0		0.5	V
$I_{EN(HI)}$	EN pin current (enabled)	$V_{EN} = 5.5V$		0.02	0.1	μA
T_{SD}	Thermal shutdown temperature	Shutdown, temperature increasing		+160		$^\circ\text{C}$
		Reset, temperature decreasing		+140		
T_J	Operating junction temperature		-40		+125	$^\circ\text{C}$

(1) Minimum $V_{IN} = V_{OUT} + V_{DO}$ or 1.7V, whichever is greater.

(2) For $V_{OUT(nom)} < 1.8V$, when $V_{IN} \leq 1.6V$, the output will lock to V_{IN} and may result in a damaging over-voltage level on the output. To avoid this situation, disable the device before powering down the V_{IN} .

(3) TPS73601 is tested at $V_{OUT} = 2.5V$.

(4) Tolerance of external resistors not included in this specification.

(5) V_{DO} is not measured for fixed output versions with $V_{OUT(nom)} < 1.8V$.

(6) Fixed-voltage versions only; refer to Applications section for more information.

Figura 3.10 Características eléctricas del TPS73633. (Fuente: [8])

3.1.2.4.3 Controlador de carga MCP73833

Este controlador de carga de Microchip sirve para cargar baterías Li-Ion / Li-Polymer. Tiene la posibilidad de insertar LEDs para indicar el estado de la carga. Está indicado para aplicaciones portátiles ya que requiere una cantidad mínima de componentes pasivos a su alrededor.

Permite variar la corriente de carga cambiando la resistencia del pin PROG siguiendo la gráfica de la Figura 3.11. Cuenta con terminación de la carga automática, así como la recarga y detección de temperatura por el pin THERM.

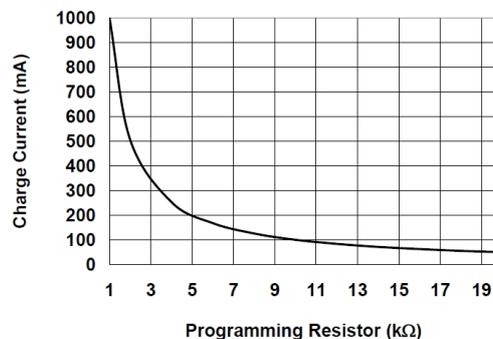


Figura 3.11 Variación de la corriente de carga. (Fuente: [10])

En este caso la resistencia R_{PROG} empleada es de $1\text{ k}\Omega$ por lo que la corriente de carga que ofrecerá estará cercana a los 1000 mA , esto hará que el tiempo para la carga de la batería sea la menor posible.

3.1.3 Buses de conexión *SPI* y *UART*

El sistema de comunicaciones es el que permite que los dispositivos estén conectados y puedan comunicarse para poder así ejercer el envío de datos entre ellos, ya sean para programar dichos dispositivo o los datos que al final serán transmitidos hacia el ordenador sin cables para su posterior visualización y seguimiento.

El PIC24FJ trabaja como Master y el bluetooth y el ADS trabajan en modo Slave. Esto significa que el *PIC* será el encargado de programar y de manejar al ADS y al Bluetooth, teniendo el control sobre ellos Y su comunicación se realiza mediante un puerto *SPI* para el caso del ADS y *UART* para el Bluetooth:

➤ *SPI* (Serial Peripheral Interface)

Comunica al *PIC* con el front-end. El sistema *SPI* necesita un reloj para funcionar que es ofrecido por el *PIC* por eso se dice que es síncrono. Además el ADS1296 cuenta con un pin dedicado para indicar cuándo hay un nuevo dato disponible (pin *DRDY*) por lo que el esquema queda como en la Figura 3.12.

El *SPI* es un protocolo síncrono. La sincronización y la transmisión de datos se realizan por medio de 4 señales:

- ***SCLK*** (*Shift Clock*): Es el pulso que marca la sincronización. Con cada pulso de este reloj, se lee o se envía un bit.
- ***SDO*** (*Serial Data Output*): Salida de datos del Master.
- ***SDI*** (*Serial Data Input*): Entrada de datos al Master.
- ***SS*** (*Slave Select*): Para seleccionar un Slave, o para que se active.

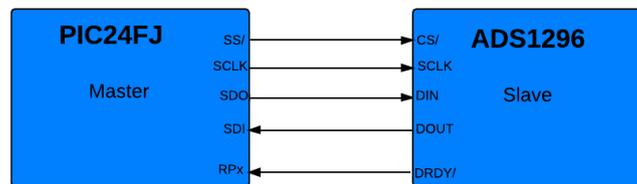


Figura 3.12 Esquema de comunicación del puerto SPI.

El pin *DRDY*/ se asociará con uno de los pines programables del *PIC*, el cual habrá que configurar para dicha función. Así cada vez que haya un dato nuevo disponible, el ADS activará dicho pin para que el *PIC* pueda leer los datos.

➤ *UART* (Universal Asynchronous Receiver-Transmitter)

Comunica al *PIC* con el Bluetooth La conexión por el puerto asíncrono *UART* se realiza mediante solamente dos hilos, uno para transmitir los datos hacia al bluetooth, el cual se encargará de enviar los datos vía inalámbrica, y otro hilo para recibir datos desde el *BT* en caso de que fuera necesario recibir alguna señal para la correcta comunicación.

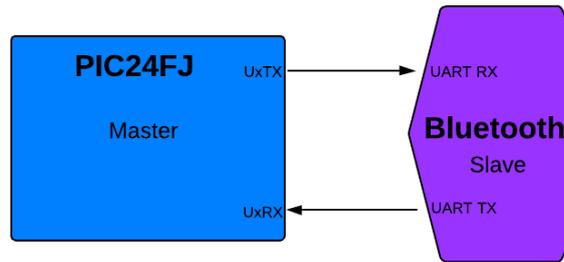


Figura 3.13 Esquema de comunicación de puerto UART.

3.1.4 Encapsulado ERGO-CASE S, flat



Figura 3.14 Foto del encapsulado con las ranuras realizadas.

Es la caja que alberga la placa diseñada junto con la batería. Como se puede apreciar en la Figura 3.14, se han tenido que hacer unas ranuras para poner el conector que va a los electrodos, otra para poder acceder al puerto *USB* con la que se carga de la batería y por último, la que accede al interruptor para apagar o encender el dispositivo. El tamaño de la placa que se puede introducir es de 64x56 mm

3.2 PARTE SOFTWARE

El software es el conjunto de programas, instrucciones y reglas informáticas para ejecutar ciertas tareas en una computadora. Por eso, este apartado trata de cómo los distintos chips son programados y los diferentes protocolos para las comunicaciones establecidas entre los dispositivos, así como las herramientas empleadas para poder programar y compilar los programas introducidos en los chips. Ya que la aplicación final con la que se visualizarán las señales también forma parte del sistema completo para la captación del ECG, antes de entrar en lo que serían las bases para configurar los circuitos integrados, se ha descrito una breve introducción de tales herramientas y aplicaciones para poder llegar a entender mejor el presente proyecto. En el Anexo 8.1, se tratan con más profundidad dichas herramientas, así como una guía y manual de usuario.

Por parte del software que se ha introducido para controlar el PIC (firmware) se ha realizado un programa en lenguaje de programación C que es el destinado a controlar la adquisición de datos y poder enviarlos por bluetooth. Para poder recibir la señal en un PC, es necesario disponer de tecnología bluetooth (integrada en el PC o mediante USB) y sincronizar previamente el dispositivo bluetooth con el dispositivo diseñado. Una vez sincronizado, se puede proceder al guardado de los datos y el visionado de las señales mediante una aplicación realizada en nuestro caso con el Borland C++ Builder 6 para Windows.

3.2.1 Herramientas para el diseño del software

3.2.1.1 Compilador PCW de la casa CCS Inc.

Este compilador nos permite escribir un programa en C para microcontroladores *PIC* utilizando librerías específicas para el chip empleado, en este caso el PIC24FJ256GB106. También permite emplear directivas y funciones que hacen más manejable el tratamiento de los datos en el ámbito de la programación. Un ejemplo del entorno de programación con el *PCW* se puede ver en la Figura 3.15, junto con alguna directiva propia del programa. Las directivas empleadas, así como las funciones necesarias, son explicadas con más detalle en el Anexo 8.5.

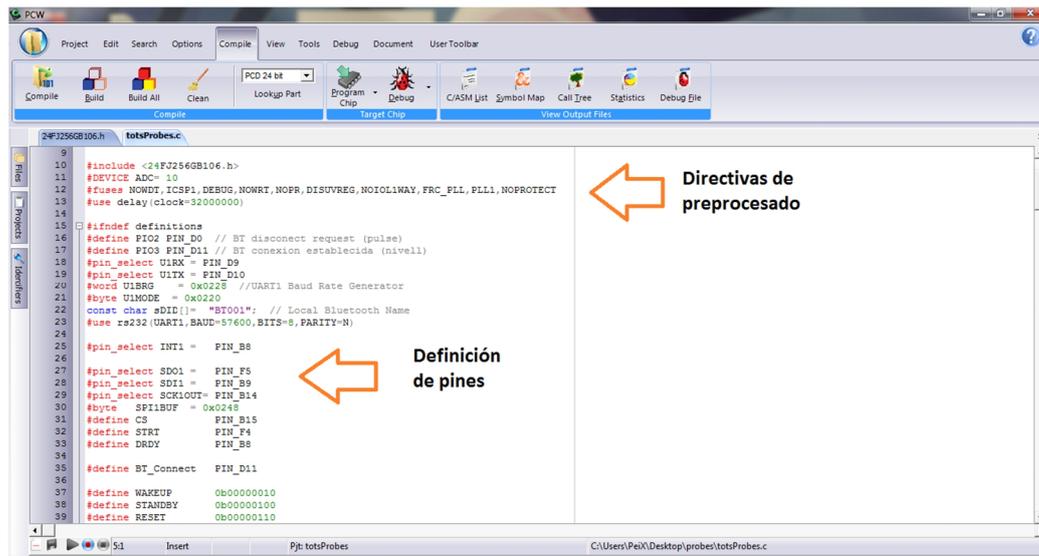


Figura 3.15 Entorno de trabajo del compilador PCW.

3.2.1.2 MPLAB IDE – MPLAB ICD2

Para la programación del microcontrolador *PIC* se utiliza el programa MPLAB también de Microchip. Básicamente se emplea para introducir el programa y la configuración dentro de la memoria persistente del chip, el cual servirá para que el sistema funcione adecuadamente si se ha desarrollado correctamente el programa. Para esto, la placa necesita ser programada mediante una herramienta también proporcionada por Microchip llamada MPLAB *ICD2* (In Circuit Debugger), que permite la programación directamente en la propia placa. También es capaz, además de programar el *PIC*, de realizar funciones de depuración (debugger) por medio del entorno MPLAB, en tiempo real y pudiendo visualizar todos sus registros internos.

En la siguiente Figura 3.16 se puede observar dicho entorno y algunas de sus opciones:

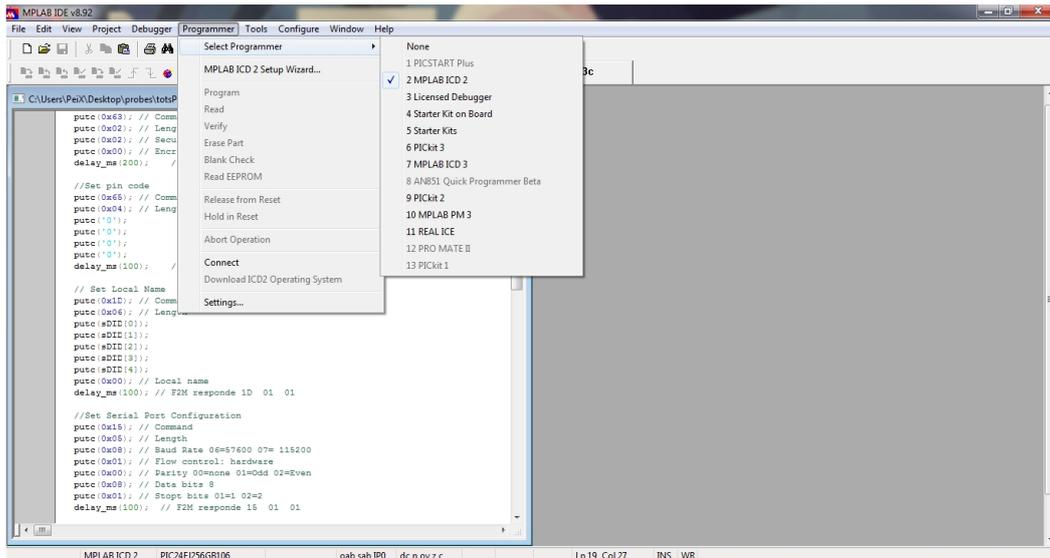


Figura 3.16 Entorno MPLAB IDE.

La conexión entre el *PC* y el programador *ICD2* se realiza a través de cable *USB*, y desde el programador a la placa mediante un cable y un conector *RJ-11*. Dicha conexión se establece con cinco cables que hay que conectar con los pines establecidos para dicho propósito. Los pines son dos para las alimentaciones V_{DD} y V_{SS} , *MCLR/* (Master Clear), y finalmente dos para la programación (uno de control y otro para datos). En la Figura 3.7, se pueden ver los pines empleados para la programación del dispositivo.

En el Anexo 8.1.1 se muestra una breve guía para el usuario para indicar le los pasos a seguir a la hora del programado.

3.2.1.3 Aplicación con Borland C++ Builder 6

Es el entorno de programación empleado para realizar la aplicación que funcionará en Windows mediante el cual, poder monitorizar y visualizar los datos que nos llegan desde el dispositivo a través del bluetooth. En la Figura 3.17 se puede ver una captura de la aplicación realizada funcionando.

El lenguaje que utiliza es C y C++ y funciona en sistemas operativos Windows y MS-DOS. La aplicación es sencilla, en el menú tiene dos pestañas para ajustar bien las opciones de representación en pantalla, tanto en la velocidad de la señal como la amplitud de dicha señal, y una tercera pestaña para elegir el puerto por el cual se leen los datos así como para desactivarlo.

Ya que es una aplicación ya existente y realizada por otras fuentes, se comenta brevemente el funcionamiento interno del programa. El programa se basa simplemente en establecer una conexión por un puerto serie, recoger los datos, guardarlos en un fichero *.txt* y a la hora de representarlos, escalarlos para que puedan ser visualizados en la pantalla del *PC*. Esto incluye ir calculando y eliminando la media de la señal recibida para que ésta esté centrada dentro de sus límites de representación en pantalla. En el Anexo 8.1.2 se explica con más detalle la funcionalidad de esta aplicación en su manual para el usuario.

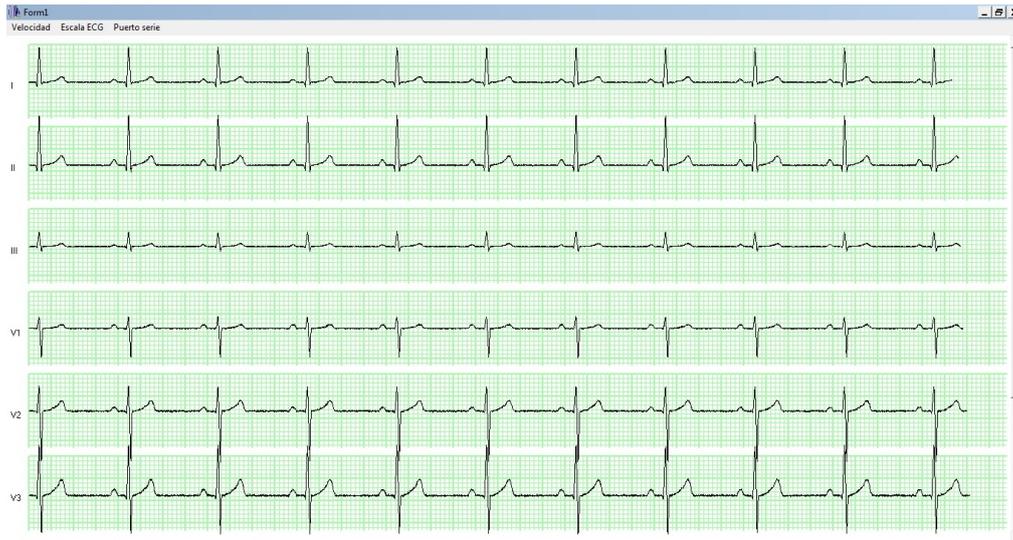


Figura 3.17 Captura de la aplicación.

3.2.2 Software de control

Para el funcionamiento del dispositivo, se necesita programarlo y configurarlo correctamente. Para ello, hay que realizar un programa el cual se introducirá en la memoria permanente del PIC, que es el chip principal que maneja al resto al funcionar éste como Master.

3.2.2.1 Microcontrolador PIC24FJ256GB106

Este microcontrolador es el encargado de programar tanto el bluetooth como el ADS1296 y de manejar las comunicaciones entre los diferentes chips. Se comunica con el bluetooth a través de un puerto *UART* y con el ADS1296 con un puerto *SPI*, por lo que hay que saber configurar los distintos puertos y pines ya que dispone de pines programables para distintos usos. En el Anexo 8.5 se encuentran las diferentes formas de configurar los puertos, así como el procedimiento completo de cómo trabaja el PIC24FJ. Así que este apartado trata de ver las funciones principales que predominan en el *PIC*.

El diagrama de flujo para la programación del *PIC* se puede ver en la Figura 3.18, donde se ven los pasos generales que se han seguido para la programación y el correcto funcionamiento del sistema. Como se puede ver, en la última instancia se repite un bucle en el que se enviarán constantemente los datos que se obtienen del ADS hasta que el *BT* pierda la conexión.

La interrupción ocurrirá, como se puede ver en el Anexo 8.3, cada vez que el pin *DRDY*/del ADS se activa a nivel bajo, indicando que hay un nuevo dato disponible. Aquí se leerá en buffer del puerto *SPI* y los datos se almacenarán en una variable para luego poder ser enviados por el puerto *UART* hacia el bluetooth.

Para que el ADS esté continuamente leyendo datos, se debe activar el *modo de lectura continuo*, que se realiza enviando el código *RDATA*C de configuración del ADS1296 por el puerto *SPI*, como se puede ver en el Anexo 8.3. Y para que éste empiece a transmitir datos se activa el pin *START*.

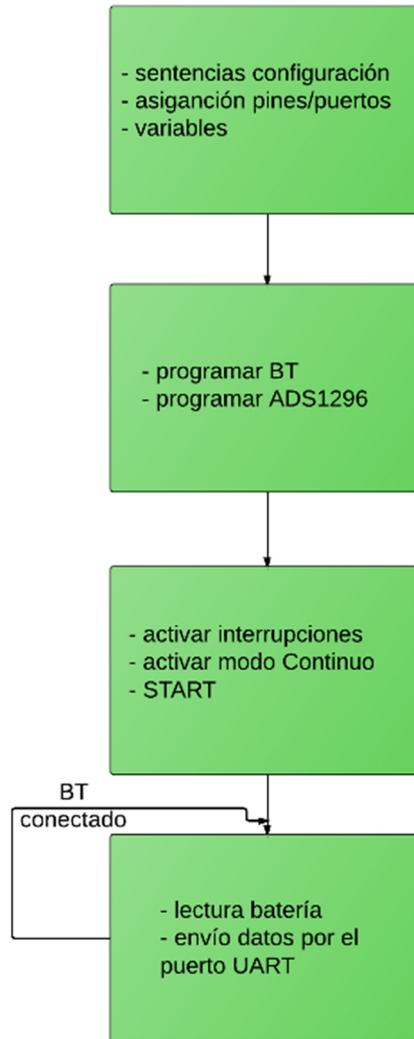


Figura 3.18 Diagrama de flujo para la programación del PIC24FJ.

3.2.2.2 Front-end ADS1296

De igual modo en los Anexos 8.2 y 8.3 se trata con más profundidad cómo programar de una forma más exhaustiva el ADS así como todas sus funcionalidades, por lo que aquí se verá la configuración final con que hemos programado el dispositivo para que funcione según las necesidades requeridas.

Al trabajar en modo Slave, la programación del ADS se realizará a través del *PIC*, el cual es el Master. El diagrama de flujo para la puesta a punto del ADS recomendado por Texas Instruments en su hoja de datos es el que se puede ver en la Figura 3.19. En este caso se ha tenido que ampliar la programación de algún registro para que el sistema trabaje como se desea.

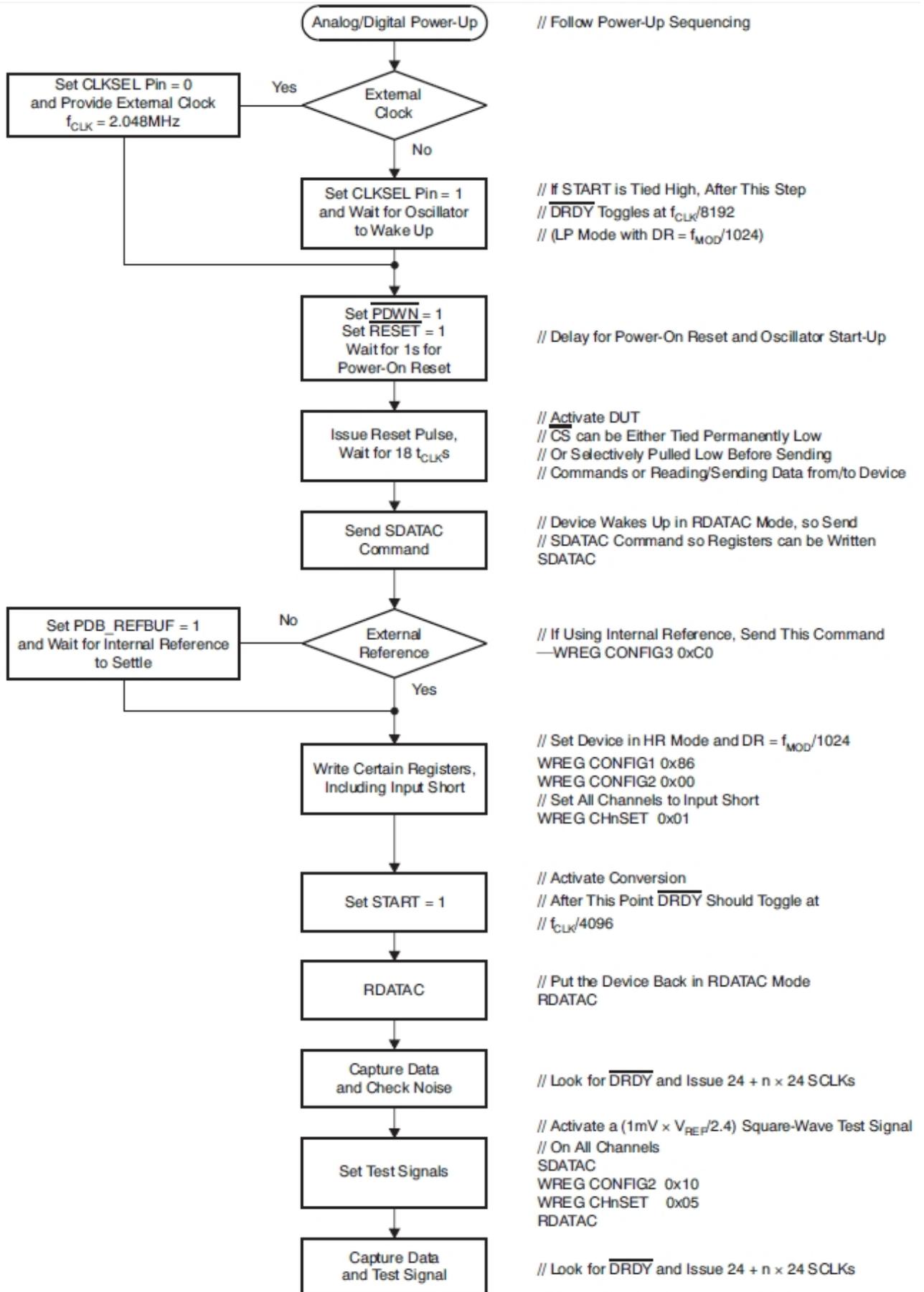


Figura 3.19 Diagrama de flujo para la configuración y puesta en marcha. (Fuente: [11])

Donde en la programación de los registros se han empleado las siguientes configuraciones:

```

CONFIG1 0b10000110 // High Resolution - Oscillator output - 500 SPS
CONFIG2 0b00110000 // Chop WCT frequency  $f_{MOD}/16$ 
CONFIG3 0b11001100 // Enable internal reference - 2.4 V reference - RLD_ON
CHnSET 0b00010000 // Power on - Gain= 1 - Normal electrode
WCT1 0b00001001 // Power on WCTA - Right Arm -> ch1N
WCT2 0b11000010 // Power on WCTBC - Left Arm (ch1P) - Left Leg (ch2P)

```

La configuración básica consiste en poner al ADS en modo de alta resolución con una frecuencia de 500 muestras por segundo. Activar los canales y establecer las entradas como electrodos típicos. Así como activar la realimentación activa *RLD*, las referencias internas, y los amplificadores *WCT* existentes para poder emplearlos en el cálculo de la realimentación activa.

3.2.2.3 Bluetooth F2M03GXA

De igual modo que el ADS, el Bluetooth trabaja en modo Slave, por lo que se utilizará el puerto *UART* del *PIC* para la correcta configuración de éste. Al encenderse el bluetooth, éste se queda en un estado de espera en el que es posible enviarle los comandos para configurarlo a una tasa de 38400 baudios, las demás características se pueden ver en la Figura 3.20, las cuales no se pueden modificar. El mecanismo y códigos completos para programar el *BT* se pueden ver en el Anexo 8.4, así como el programa completo utilizado para configurar el *BT* en el Anexo 8.5.

Parameter	Default Value
Baud rate	38400
Data bits	8
Parity	None
Stop bits	1
Hardware flow control	On

Figura 3.20 Ajustes en modo configuración. (Fuente: [7])

Básicamente para entrar en la configuración del *BT* se deben seguir unos pasos e introducir unos códigos tal y como sigue:

- Entrar en el modo *Host Controlled Mode (HCM)*
- Introducir las palabras de configuración
- Enviar el código *Run* para salir del *HCM* y aplicar la configuración.

Ejemplo para configurar el puerto serie:

Se deberán enviar a una tasa de 38400 baudios los comandos y al terminar con el código *Run* ya se puede enviar a la tasa programada, en este ejemplo a 230 400 baudios.

```

// Enter Host Controlled Mode

0x01 // Command
0x04 // Length
0xFF 0x00 0x55 0xAA // Code

```

```
//Set Serial Port Configuration
0x15 // Command
0x05 // Length
0x08 // Baud Rate 08=230400
0x01 // Flow control: hardware
0x00 // Parity 00=none 01=Odd 02=Even
0x08 // Data bits 8
0x01 // Stopt bits 01=1 02=2

//Run
0x50 // Command
0x00 // Length
```

Después de configurar algunos parámetros como el nombre, el pin, las tasas y potencias y demás características, se establecerá la tasa de transferencia con la que finalmente se trabajará por el puerto de la *UART* del *PIC*, en este caso se ha elegido una tasa de 230 400 baudios, que es la necesaria para poder transmitir los datos de los 6 canales sin pérdidas, tal como se explica en el Apartado 8.2 que trata sobre las funcionalidades del dispositivo completo.

4 PRUEBAS Y RESULTADOS

El equipo tiene un comportamiento y unas características que le permiten, en un principio, entrar dentro de los dispositivos destinados para la obtención de señales bioeléctricas. En este apartado se hace el estudio de dichas características para luego evaluar si es apto para tales efectos y comparar con otros sistemas para su validación. Para ello primero se va a proceder a la caracterización de una serie de propiedades junto con sus resultados, para seguidamente establecer unas pruebas con señales reales. Al final, se estudiará qué normas establecen el uso de los dispositivos como equipo médico. Se comprobará, dentro de lo posible, qué características del dispositivo desarrollado entran dentro de estas normas.

4.1 CARACTERIZACIÓN

Aquí es donde se han realizado las pruebas para poder caracterizar el dispositivo y su respuesta frente a determinadas situaciones. En este apartado entra la respuesta en frecuencia y la capacidad de rechazar las señales que no se desean, así como el ruido interno del sistema. Para el análisis de los datos y su representación gráfica se ha empleado la herramienta *Matlab*.

4.1.1 Función de transferencia

La función de transferencia de un sistema es la relación de la salida con respecto a la entrada y sirve para determinar la respuesta en frecuencia de dicho sistema. En este caso se han medido las tensiones de entrada y salida para calcular la ganancia diferencial de cada canal a diferentes frecuencias y se han representado en función de la frecuencia tal y como se muestra en la Figura 4.1. La ganancia viene determinada por la Ecuación 4.1.

$$\text{Ganancia diferencial [dB]} = G_D[\text{dB}] = 20 \log_{10} \left(\frac{v_{out}}{v_{in}} \right) \quad (\text{Ecuación 4.1})$$

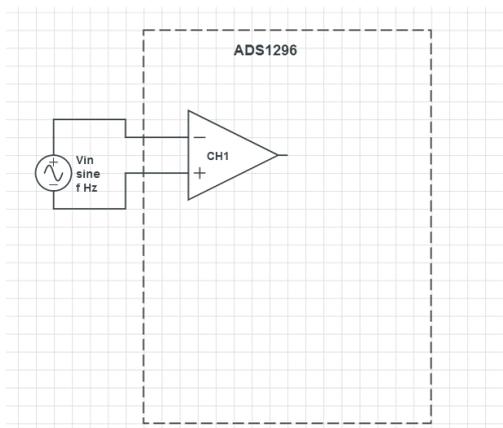


Figura 4.1 Esquema para el cálculo de la ganancia diferencial.

Las funciones se han representado normalizadas a 0 dB de ganancia para poder comparar de un modo más aproximado las distintas gráficas representadas.

Las Figura 4.2 y Figura 4.3 corresponden a la Función de transferencia en función de la frecuencia $|H(f)|$ para ganancias de $g = 1$ y $g = 12$, con una tasa de datos *DR* (Data Rate) de 250 *SPS* (muestras por segundo) y en modo de bajo consumo *LP* (Lower Power)

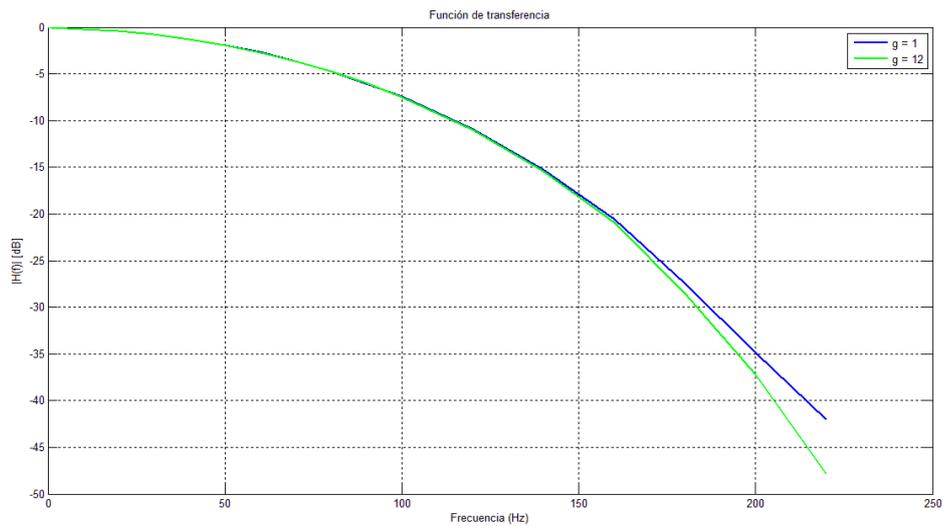


Figura 4.2 Función de transferencia $|H(f)|$ a 250 SPS en modo LP.

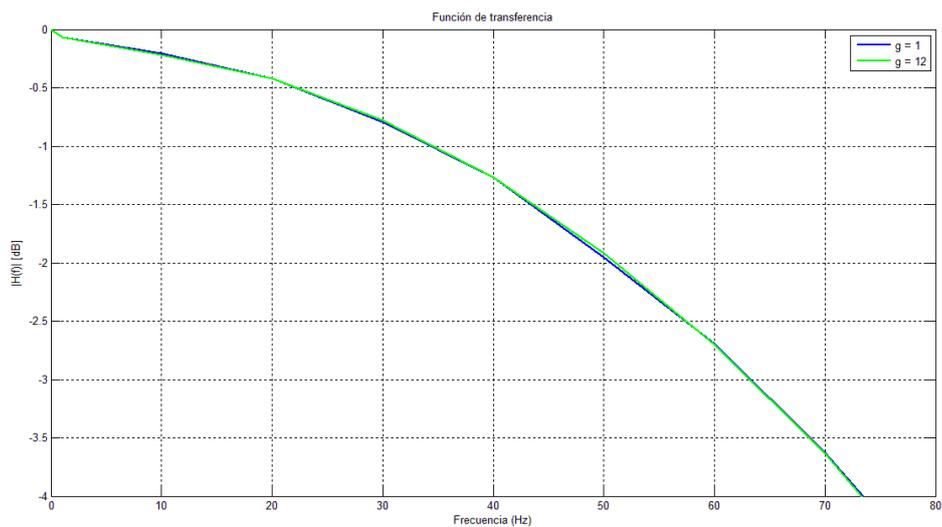


Figura 4.3 $|H(f)|$ ampliada a la frecuencia de corte a -3 dB

El ancho de banda (*BW*: band width) a -3 dB corresponde a unos 63 Hz tal como se aprecia en la Figura 4.3 donde la señal de salida sufre una atenuación de 3 dB respecto a la de entrada. A esta frecuencia se le denomina frecuencia de corte f_c . La diferencia en las funciones de transferencia es prácticamente inapreciable, el comportamiento será el mismo en cuestión de la ganancia y en función de la frecuencia.

Igualmente las Figura 4.4 y Figura 4.5 para la ganancia de $g=12$ normalizadas con una tasa de 1 kSPS en modo LP. El ancho de banda es mínimamente inferior al especificado en la hoja de datos.

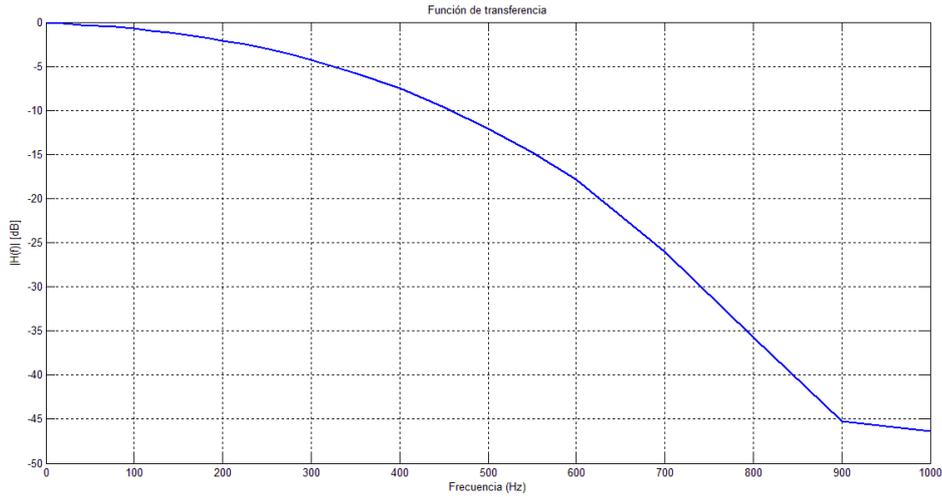


Figura 4.4 Ganancia 12 a 1 kSPS en modo LP.

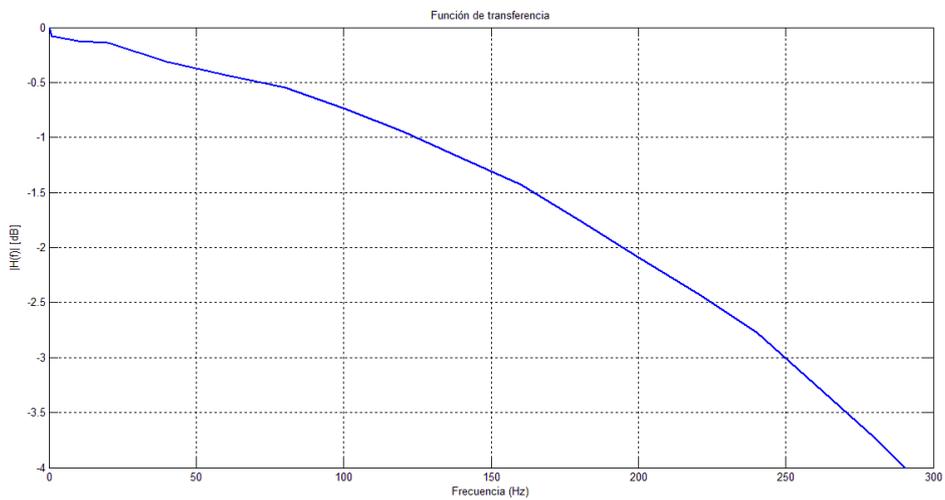


Figura 4.5 Ganancia 12 ampliado en la fc.

El ancho de banda en este modo está en unos 250 Hz comparados con los 262 Hz establecidos en la hoja de datos.

Las siguientes figuras corresponden a un data rate de 500 SPS en modo *LP* e igualmente para las ganancias programables $g = 1$ y $g = 12$ del ADS1296.

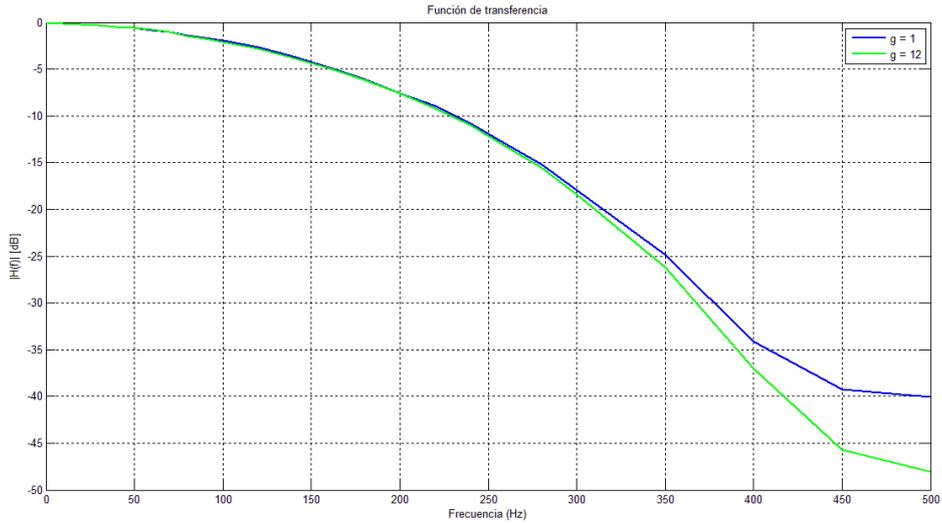


Figura 4.6 $|H(f)|$ a 500 SPS y LP.

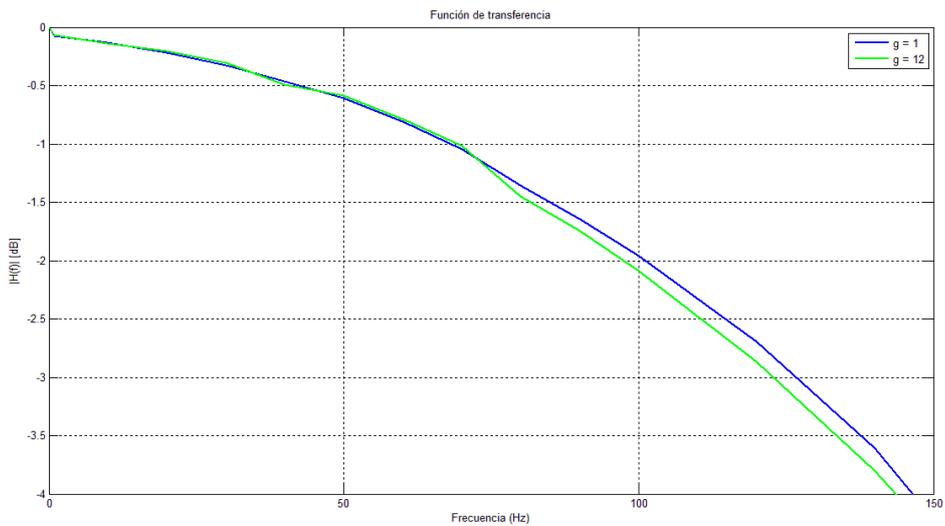


Figura 4.7 Ampliada frecuencia de corte a -3 dB.

No hay prácticamente variación en el ancho de banda BW a -3 dB dependiente de la ganancia y está sobre unos $f_c = 125$ Hz (Figura 4.7) que es ligeramente inferior a los 131 Hz determinados en el hoja de datos del ADS1296. Esta variación supone una leve reducción en el ancho de banda.

Y finalmente, las funciones de transferencia para las mismas ganancias, pero en modo de alta resolución HR y a una tasa de 500 SPS.

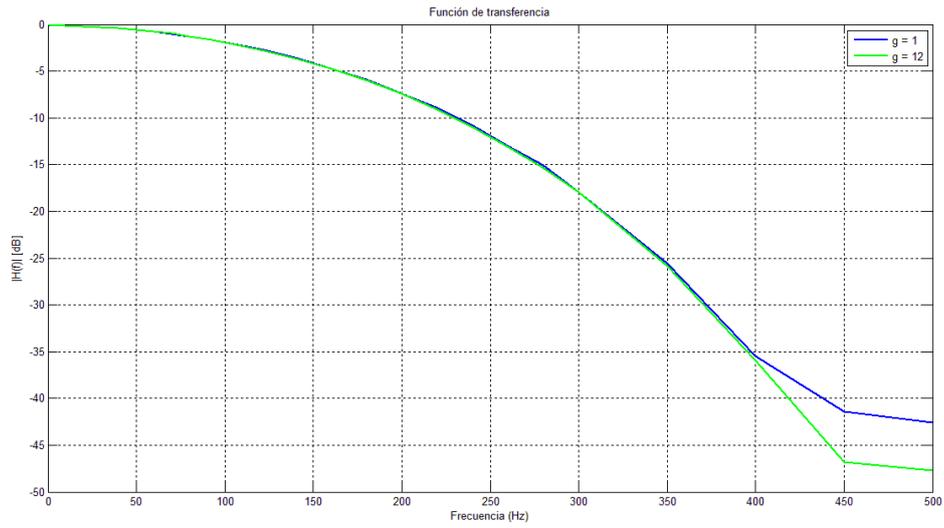


Figura 4.8 Función de transferencia en modo HR a 500 SPS.

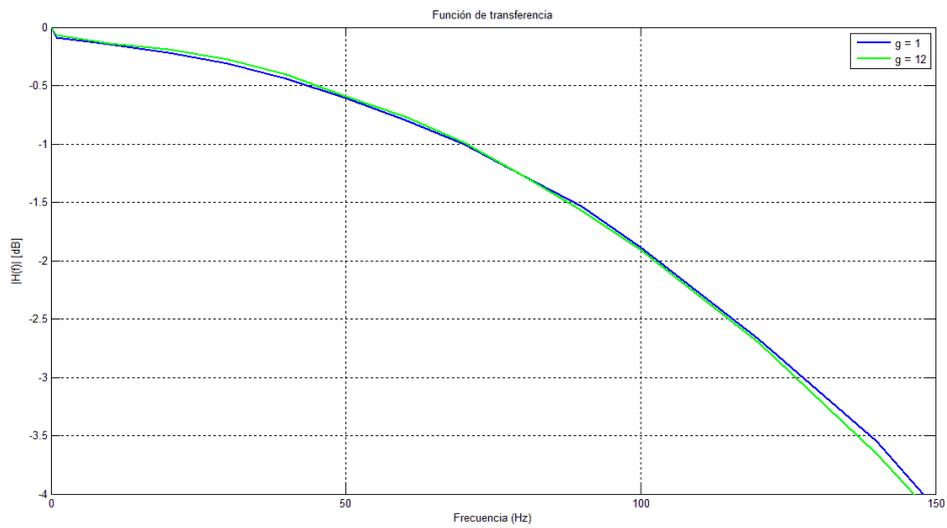


Figura 4.9 Ampliación a -3 dB.

La representación conjunta para comparar los diversos modos queda como la Figura 4.10.

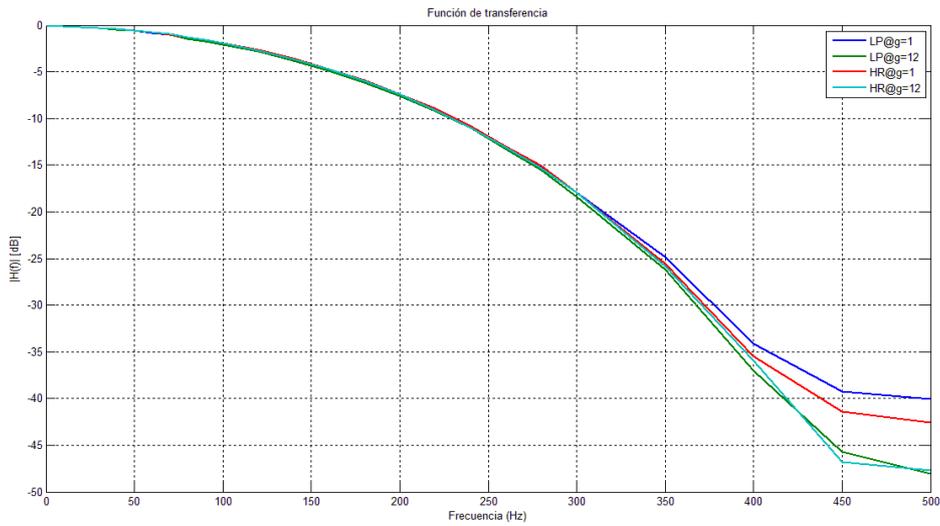


Figura 4.10 Comparación modos HR y LP.

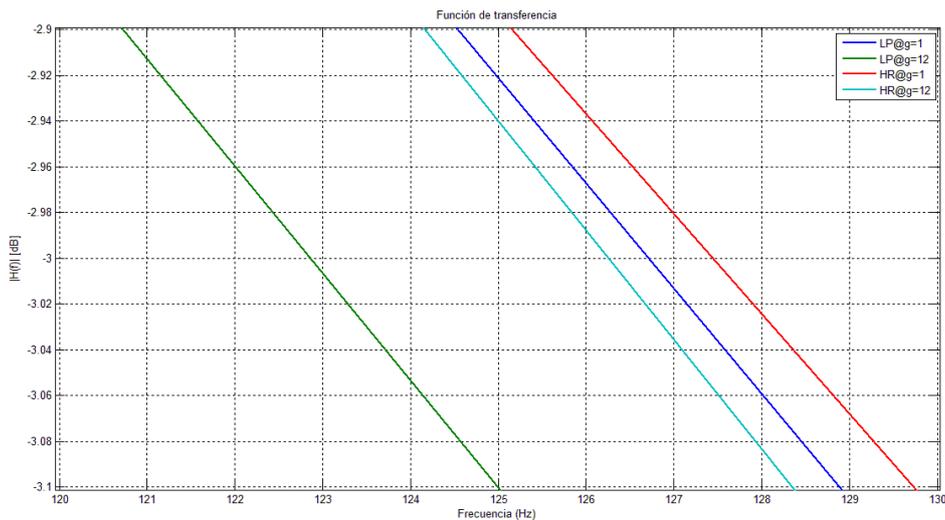


Figura 4.11 Ampliación f_c de los modos HR y LP.

El modo que ve disminuido levemente el ancho de banda en comparación con los otros modos es el que trabaja en modo *LP* y una ganancia de 12. La diferencia entre el máximo y el mínimo es solamente de unos 4.5 Hz, como se ve en la Figura 4.11 y se sitúa cerca a la frecuencia de corte $f_c = 131$ Hz estipulados en la hoja de datos.

El comportamiento del dispositivo respecto a su función de transferencia será prácticamente el mismo a las frecuencias de interés independientemente del modo en que trabaje, como se puede apreciar en la Figura 4.10.

A continuación se muestran las figuras donde se ha muestreado por encima de la frecuencia de muestreo para ver el efecto de los lóbulos secundarios del filtro digital. Para ello se ha normalizado el eje de las frecuencias respecto a la frecuencia de muestreo f_{DR} .

Este caso, la Figura 4.12, corresponde a una ganancia $g = 12$ con 500 SPS en modo HR y se ha representado hasta $3 \times f_{DR}$ en los que aparecen unos lóbulos a frecuencias mayores de la de muestreo quedando los mínimos de estos en los múltiplos de la frecuencia de muestreo.

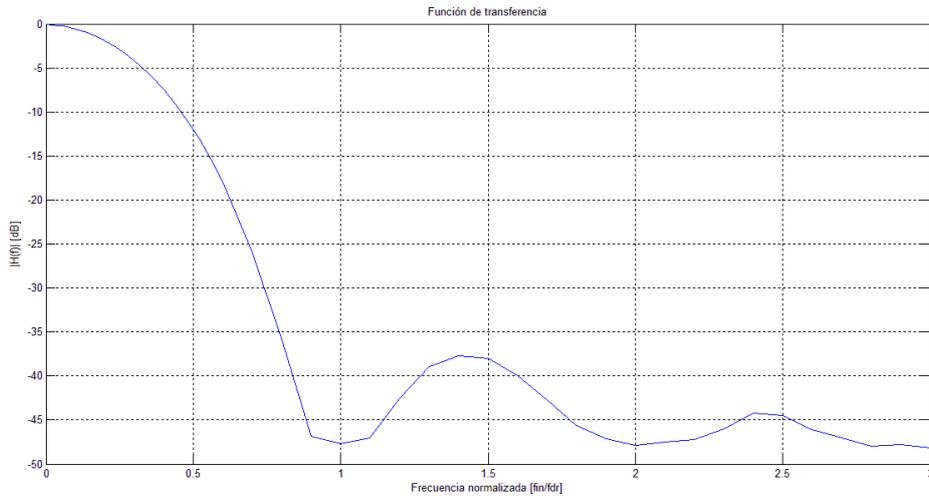


Figura 4.12 Lóbulos secundarios con 500 SPS y HR.

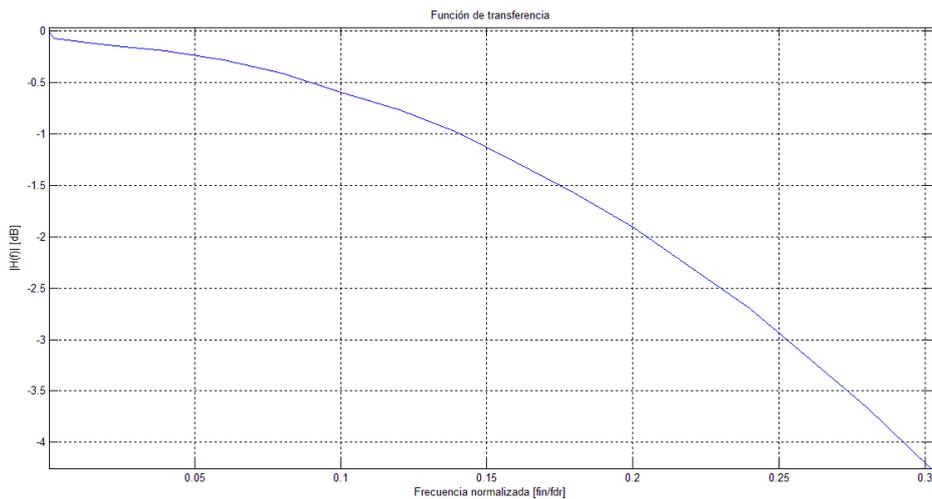


Figura 4.13 Lóbulo central ampliado a -3 dB.

Ampliando la zona de la frecuencia de corte a -3 dB, Figura 4.13, se pueden ver los cerros $BW = 0.262f_{DR}$ Hz de la hoja de datos. Cabe destacar también que se puede observar como los máximos de los lóbulos secundarios quedan por debajo de -35 dB por lo que sufren una atenuación importante respecto al lóbulo principal.

En conclusión, el ancho de banda del ADS1296 depende sólo del Data Rate empleado debido al filtro digital que implementa el dispositivo, siendo según la hoja de datos del dispositivo $BW = 65$ Hz para el caso de una tasa $DR = 250$ SPS, $BW = 131$ Hz para $DR = 500$ SPS y $BW = 262$ Hz con un $DR = 1$ kSPS en los que no se han encontrado grandes variaciones en el circuito que implementamos.

4.1.2 Rechazo al modo común (CMRR)

En este apartado se tratará la denominada Relación de rechazo al modo común. *CMRR* (common mode rejection ratio). Y es la capacidad que tiene el dispositivo para rechazar o no tratar la señal de modo común presente en sus entradas, ya que de lo que se trata es de amplificar la señal diferencial. Esta señal de modo común es la que se produce al introducir por ambas entradas el mismo potencial no contribuyendo a la información de salida.

En la práctica con el amplificador diferencial, siendo su función amplificar las señales diferenciales, se consigue reducir lo máximo posible la tensión en modo común, pero no se podrá rechazar completamente toda debido a los desajustes y a las tolerancias en el proceso de fabricación que no hacen del todo simétrico el circuito interno.

Las principales fuente de ruido de tensión en modo común proceden de la red de alimentación a 50 Hz, motores, tubos de iluminación gaseosa.

Es una de las propiedades que mejor definen la calidad de un amplificador; se obtiene dividiendo la ganancia diferencial entre la ganancia en modo común y se expresa en *dB*. En un caso ideal tiende a infinito.

$$CMRR[dB] = 20 \log \left(\frac{G_D}{G_{CM}} \right) \quad (\text{Ecuación 4.2})$$

Para el estudio de señales a una frecuencia de 50 Hz como el de la red que afectan a nuestro sistema, haremos un conjunto de pruebas a diferentes velocidades, modos y ganancias.

Para obtener la ganancia común de un circuito, se introduce con el generador de señales una señal tanto por la entrada positiva como la negativa del amplificador, en este caso por los pines IN1P e IN1N del canal 1 del ADS1296 y la tierra del circuito con la del generador. Tal y como se muestra en la Figura 4.15.

Para obtener la ganancia en modo diferencial, se recurre al método realizado en el apartado anterior que hace referencia a la función de transferencia (Ecuación 4.1), donde se han introducido una señal de amplitud conocida de 10 m V_{p-p} con una frecuencia de 50 Hz, que es la frecuencia de interés para el rechazo, por el canal 1 siguiendo el esquema de la Figura 4.14, y viendo la ganancia que sufre dicha señal a la salida. Se han calculado los valores para varios casos y modos de funcionamiento permitidos por el dispositivo. Los valores de *CMRR* obtenidos son los de la Tabla 4.1

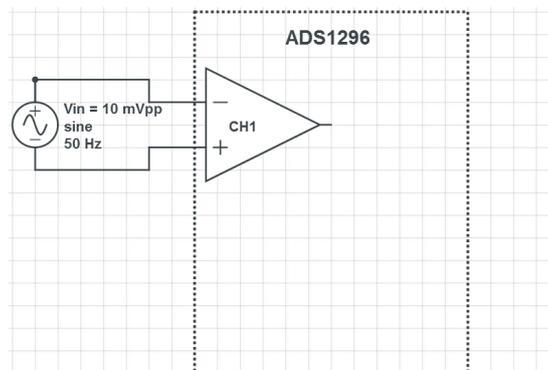


Figura 4.14 Esquema para obtener la ganancia diferencial a 50 Hz.

En el caso de la amplificación en modo común, la señal introducida es una señal de 50 Hz con una amplitud de $2 V_{\text{pico-pico}}$. Se mide la tensión que hay a la salida del dispositivo y se calcula la ganancia del modo común G_{CM} como la división de la señal de salida $v_{CM,out}$ y la tensión de entrada introducida $v_{CM,in}$

$$G_{CM} = \frac{v_{CM,out}}{v_{CM,in}} \quad (\text{Ecuación 4.3})$$

El valor de la tensión de pico a pico medido a la salida del ADS1296 en modo común es el valor de $v_{CM,out}$ y el valor de $v_{CM,in} = 2 V_{P-P}$

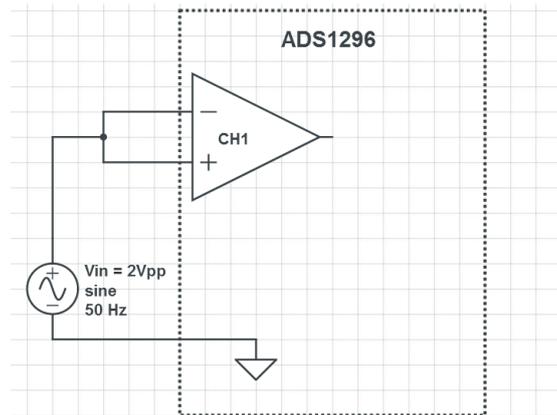


Figura 4.15 Esquema para obtener la ganancia en modo común a 50 Hz.

Respecto a las características tanto temporales como espectrales de la señal generada que metemos por el canal 1, se pueden apreciar en las siguientes figuras (Figura 4.16, Figura 4.17 y Figura 4.18).

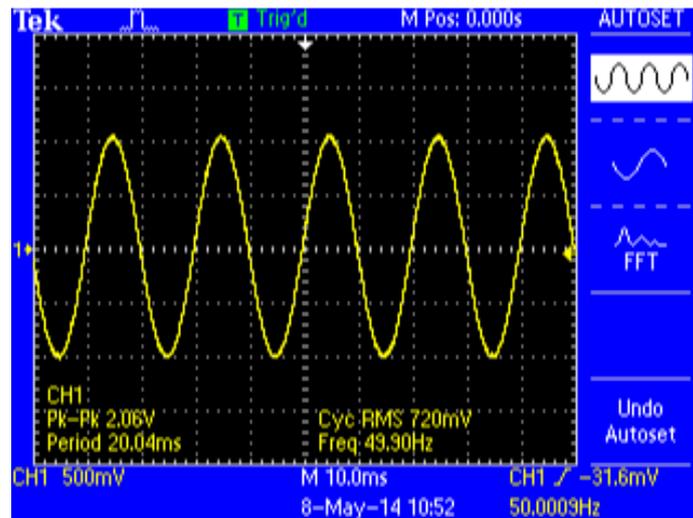


Figura 4.16 Señal de entrada en el canal 1.

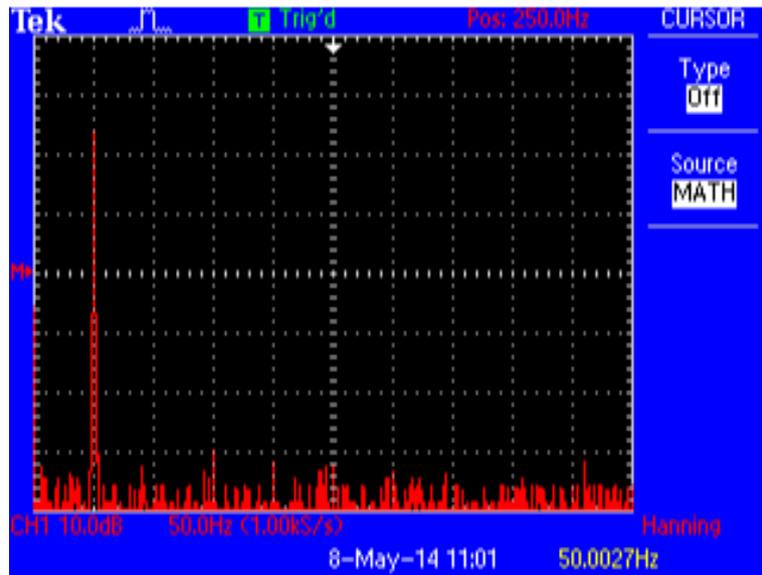


Figura 4.17 Espectro de potencia de la señal.

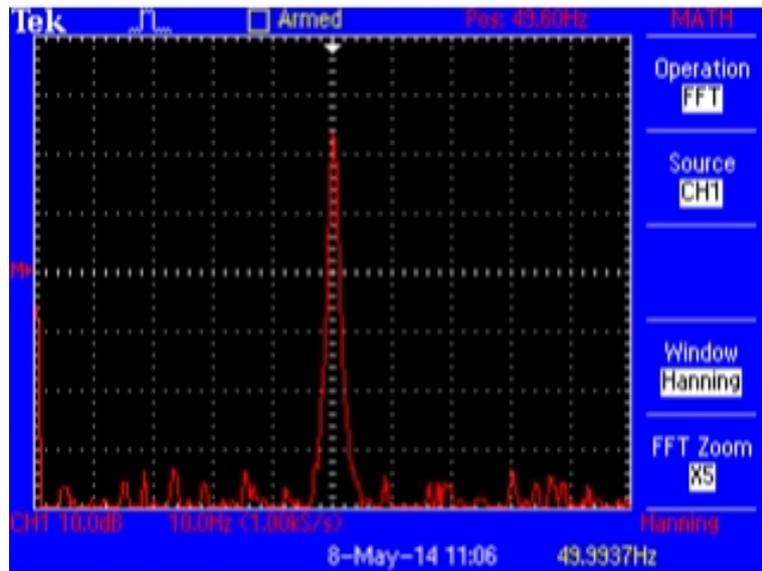


Figura 4.18 Espectro de potencia ampliado.

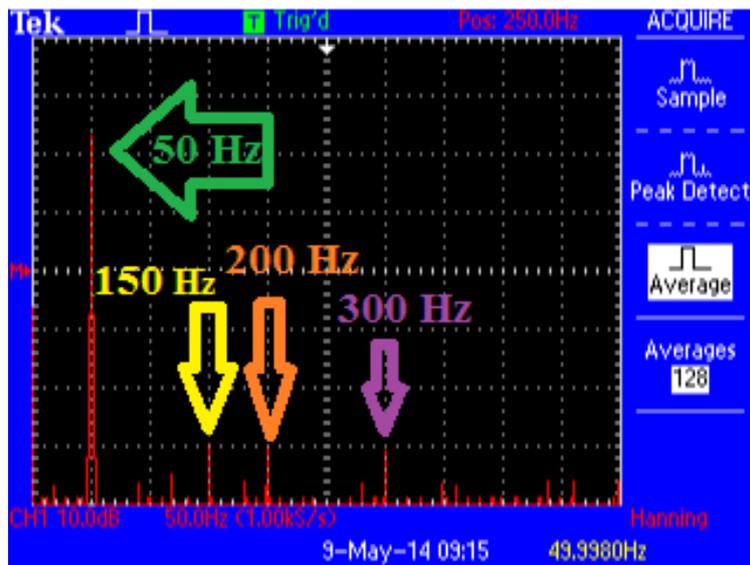


Figura 4.19 Espectro de potencia de la señal promediada con los picos dominantes.

Las Figura 4.17 y Figura 4.18 corresponden a la *FFT* del generador de señales empleando una ventana Hanning, mientras que a la Figura 4.19 se le ha realizado también un promedio de 128 muestras. Gracias a este promediado se pueden ver más claramente los armónicos producidos internamente por el generador de señales empleado. A las frecuencias de 150, 200 y 300 Hz los más pronunciados junto con la señal introducida de 50 Hz que genera el pico más alto en el espectro de potencia de la señal.

A continuación se muestra un ejemplo de la señal introducida con las características anteriormente comentadas por el canal 1 y la obtención de dicha señal a la salida del ADS1296 para poder observar el rechazo al modo común. En este caso se ha procedido a realizar las mediciones en el modo de alta resolución *HR* con un Data Rate de 500 *SPS* y con una ganancia de $g = 1$. La Figura 4.20 pertenece a la señal en el tiempo y las figuras siguientes pertenecen al espectro de dicha señal tanto en unidades lineales (Figura 4.21) como en decibelios (Figura 4.22 y Figura 4.23).

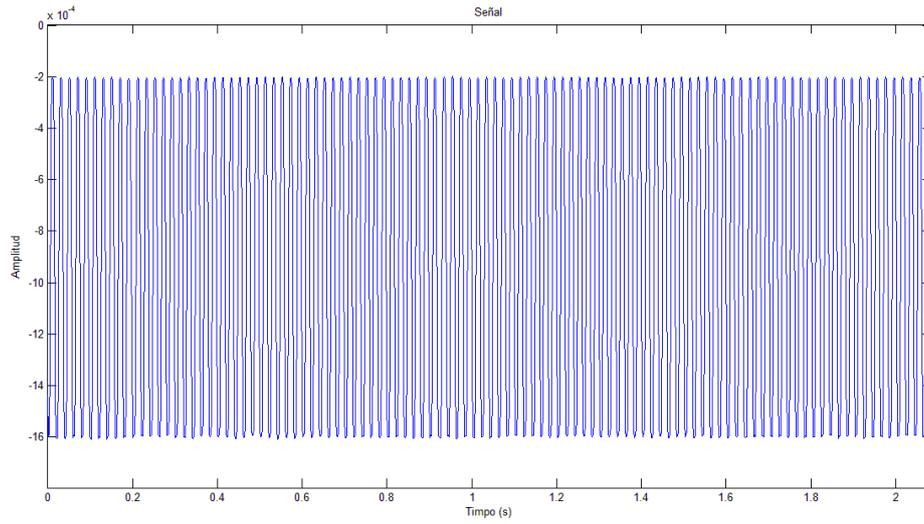


Figura 4.20 Señal a la salida del canal 1.

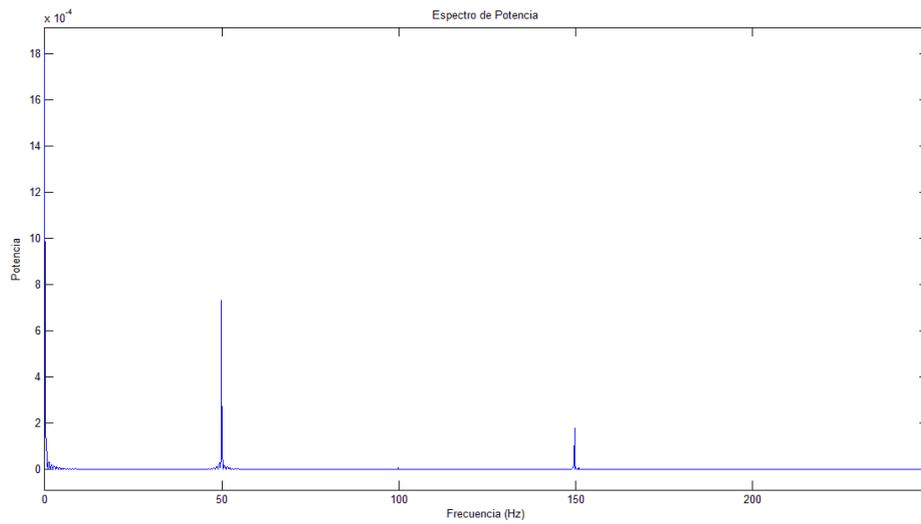


Figura 4.21 Espectro de la señal a la salida del canal 1.

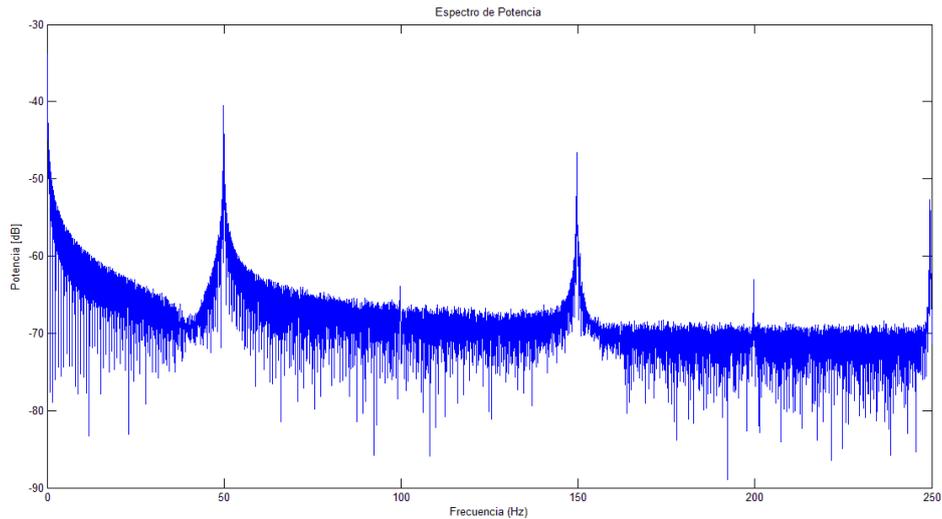


Figura 4.22 Espectro de la señal a la salida del canal 1 en dB.

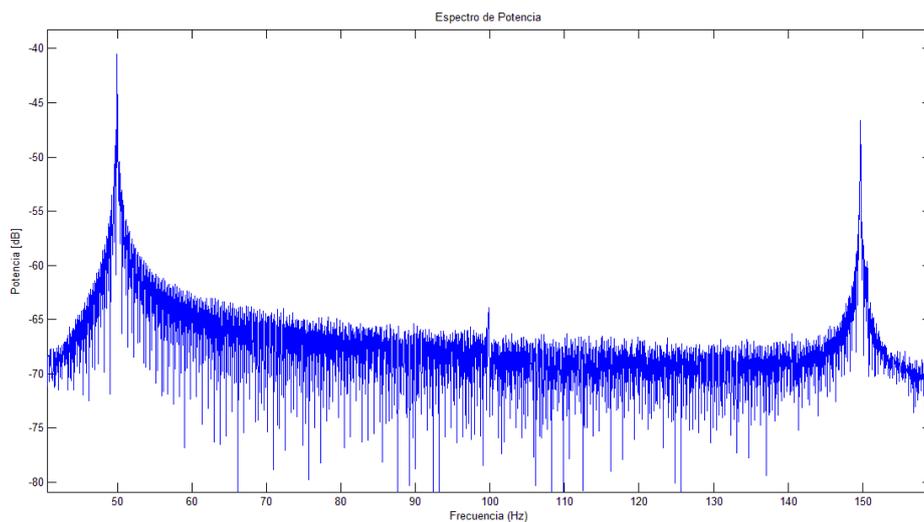


Figura 4.23 Espectro ampliado.

Comparando las dos gráficas de la Figura 4.22 y la Figura 4.17 que representa el espectro de frecuencia tanto la de la señal generada como la de salida, se ve una clara disminución en la amplitud y en la potencia del tono de 50 Hz a la salida, por lo que el ADS1296 es capaz de atenuar en cierta medida la señal de red que se introduce equitativamente por ambas entradas del amplificador diferencial utilizado. Este fenómeno es el denominado rechazo al modo común y una forma de expresarlo y calcularlo es mediante las ecuaciones mostradas anteriormente (Ecuaciones 4.1, 4.2 y 4.3) cuyas cantidades se muestran en la Tabla 4.1.

Los picos existentes a las frecuencias de 100, 150, 200 y 250 Hz son debidos a la señal introducida de 50 Hz y a la falta de linealidad del sistema. Esto se produce cuando metemos una señal de determinada frecuencia y los amplificadores que son los elementos no lineales predominantes en el sistema ocasionan armónicos a la salida de éste y generando así una distorsión armónica. Tal efecto genera una merma en la potencia del tono de interés que perderá potencia en favor de los armónicos generados.

Tabla 4.1: Valores de rechazo en modo común.

<i>MODO</i>	<i>Data Rate</i>	<i>GANANCIA</i>	<i>CMRR</i>
<i>LP</i>	250 SPS	1	75.1 dB
	250 SPS	12	77.3 dB
	500 SPS	1	76.1 dB
	500 SPS	12	78.8 dB
	1 kSPS	1	76.3 dB
	1 kSPS	12	79.1 dB
<i>HR</i>	500 SPS	1	74.8 dB
	500 SPS	12	78.6 dB
	1 kSPS	1	74.9 dB
	1 kSPS	12	78.9 dB

Se puede observar que no existen grandes diferencias en el rechazo para las distintas configuraciones. Lo único que cabe destacar es el aumento de cuando programamos el dispositivo en las ganancias $g = 12$, ya que es normal que en un sistema de amplificación, el rechazo aumente con la ganancia.

4.1.3 Ruido

El ruido es la variación de potencial que hay en los extremos de un conductor debido a las fluctuaciones aleatorias de las cargas eléctricas existentes en todos los conductores.

En este caso se medirá el ruido interno referenciado a la entrada. Para medir este ruido, se miran las variaciones y niveles de señal que hay a la salida del ADS1296 con las entradas cortocircuitadas a masa, tal y como se puede ver en la Figura 4.24. Midiendo así tanto el valor eficaz como el valor de pico a pico que hay a la salida. En este caso el canal empleado para realizar las mediciones será el canal 1 del ADS1296.

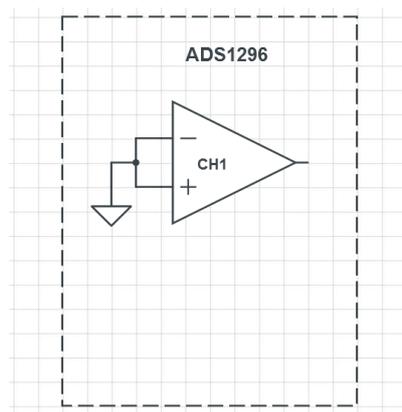


Figura 4.24 Esquema para obtener el nivel de ruido por el canal 1.

Los valores representados en la Tabla 4.2 son los medidos durante un muestreo de señal de 10 segundos de duración con los distintos modos de funcionamiento, a distintas frecuencias de muestreo y con diferentes ganancias programables. En caso de una ganancia distinta a la unidad, se dividen los valores reales obtenidos a la salida por el factor de la ganancia, ya que se está midiendo la cantidad de ruido a la entrada del dispositivo. Esto permite comparar los valores en las mismas condiciones ya que el ruido calculado está referido a la entrada.

Otro elemento tenido en cuenta a la hora de realizar los cálculos es la previa eliminación del nivel de continua que saca el dispositivo por sus canales. Esta componente V_{DC} es introducida internamente y sus cantidades quedan reflejadas en la Tabla 4.3.

Tabla 4.2: Valores de ruidos medidos durante 10 segundos.

MODO	Data Rate	GANANCIA	V_{pp}	V_{pp} (hoja de datos)	V_{rms}	V_{rms} (hoja de datos)
LP	250 SPS	1	11.44 μ V	11.9 μ V	1.54 μ V	2.1 μ V
	250 SPS	12	0.98 μ V	2.4 μ V	0.15 μ V	0.4 μ V
	500 SPS	1	15.16 μ V	17.9 μ V	2.1 μ V	3 μ V
	500 SPS	12	1.7 μ V	3.4 μ V	0.2 μ V	0.5 μ V
	1 kSPS	1	22.88 μ V	26.3 μ V	3.02 μ V	4.1 μ V
	1 kSPS	12	2.27 μ V	4.7 μ V	0.28 μ V	0.7 μ V
HR	500 SPS	1	10.6 μ V	12.5 μ V	1.56 μ V	2.1 μ V
	500 SPS	12	1.32 μ V	2.9 μ V	0.15 μ V	0.5 μ V
	1 kSPS	1	18.6 μ V	19 μ V	2.23 μ V	2.9 μ V
	1 kSPS	12	1.7 μ V	4.1 μ V	0.22 μ V	0.6 μ V

Según los valores obtenidos, se consigue reducir en cierta medida tanto el valor eficaz como el de pico a pico del ruido en modo *HR* (high resolution) y siempre con las ganancias mayores voltaje de ruido. Igualmente en los casos con un data rate más alto, se obtiene nuevamente un mayor número de voltios de pico a pico, hasta hacerse casi el doble en algunos casos. De igual modo ocurre para los valores eficaces, dependiendo del modo se consigue reducir el ruido eficaz de hasta 10 veces inferior como es el caso de las señales logradas a distintas ganancias en el modo de *HR* y a 1 kSPS,

El mejor caso obtenido es en el modo de bajo consumo *LP* a 250 muestras por segundo de Data Rate y con una ganancia unidad. En el que se consigue reducir tanto el valor de pico a pico como el eficaz de la señal de ruido. La Figura 4.25 y la Figura 4.26 muestran tanto la señal en el tiempo como el espectro de la señal de ruido. En este espectro se puede ver el bajo nivel de la potencia de la señal de ruido y que afecta a todas las frecuencias prácticamente por igual.

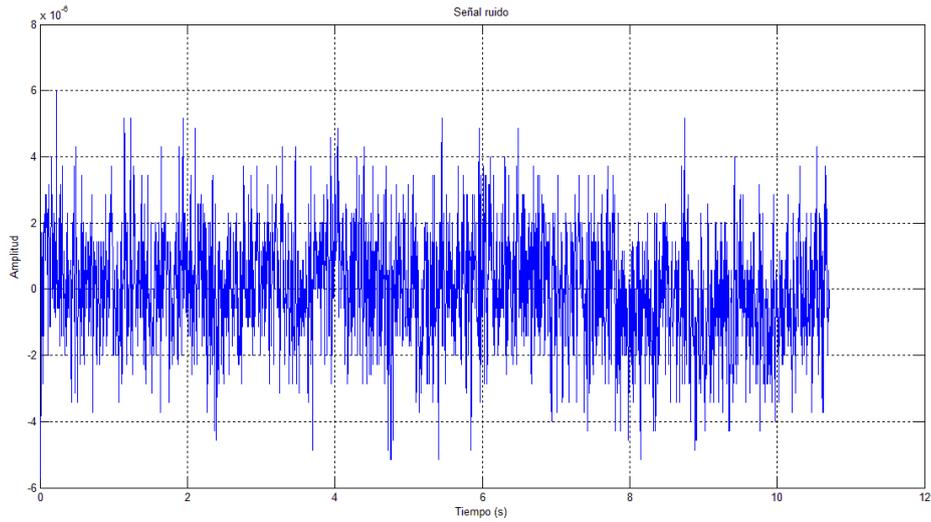


Figura 4.25 Señal de ruido a la salida del canal para LP@250SPS.

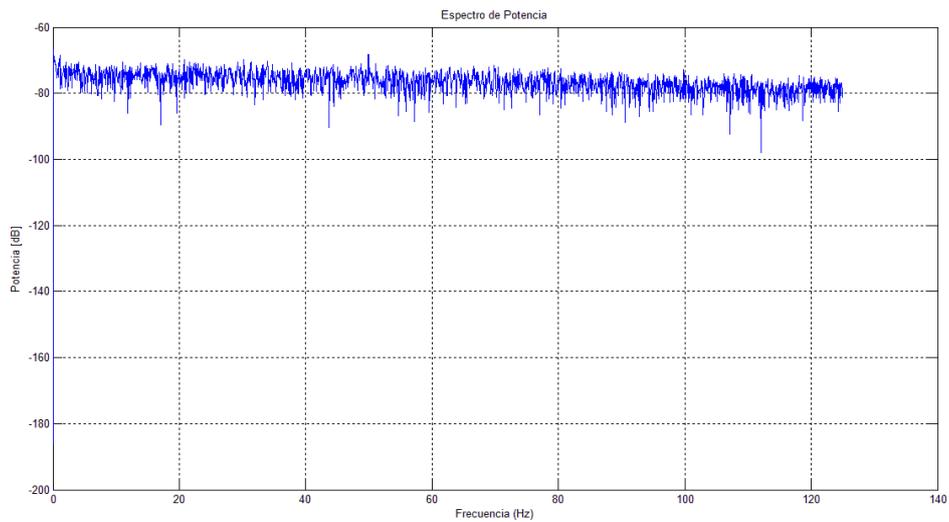


Figura 4.26 Espectro de la señal de ruido a la salida en dB para LP@250SPS.

En el caso que obtenemos mayor ruido es en el modo de Lower Power con data rate de 1 kSPS y una ganancia de $g = 12$. Queda representado este caso mediante las siguientes figuras (Figura 4.27 y Figura 4.28) y donde nuevamente se aprecia el nivel bajo de la señal de ruido.

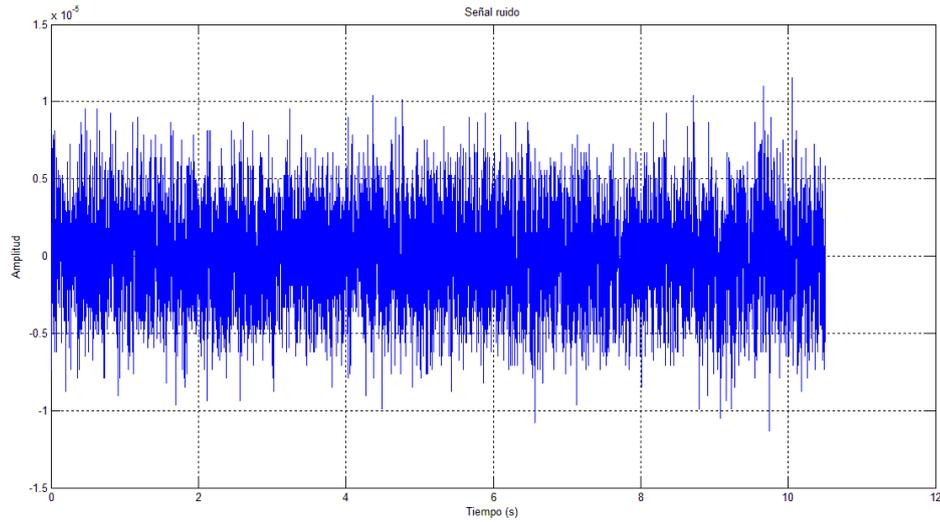


Figura 4.27 Señal de ruido en modo LP@1kSPS y ganancia 1.

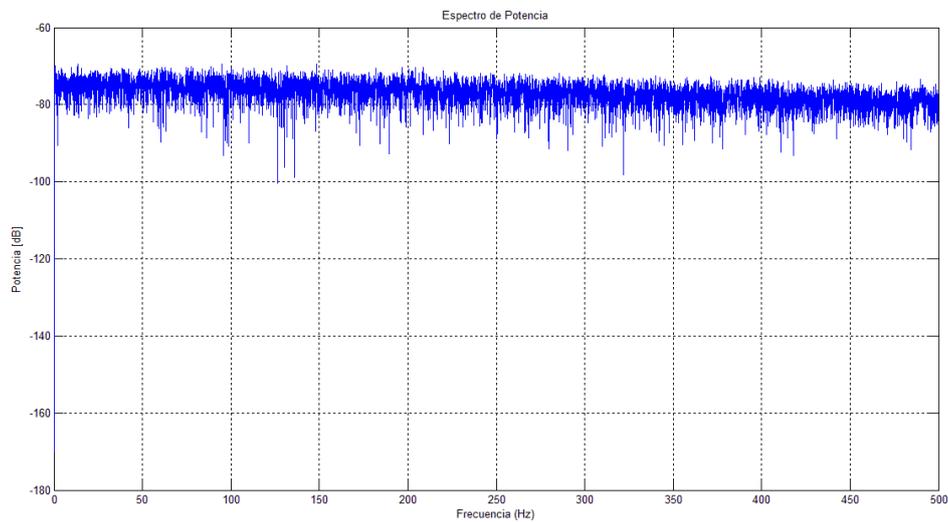


Figura 4.28 FFT de la señal de ruido en modo LP@1kSPS y ganancia 1.

Tabla 4.3: Valores de nivel de continua a la salida.

<i>MODO</i>	<i>Data Rate</i>	<i>GANANCIA</i>	<i>V_{offset}</i>
<i>LP</i>	250 SPS	1	-564 μ V
	250 SPS	12	-175 μ V
	500 SPS	1	-565 μ V
	500 SPS	12	-175 μ V
	1 kSPS	1	-565 μ V
	1 kSPS	12	-175 μ V
<i>HR</i>	500 SPS	1	-563 μ V
	500 SPS	12	-127 μ V
	1 kSPS	1	-563 μ V
	1 kSPS	12	-127 μ V

Estas cantidades de continua no dependen del modo de funcionamiento, solamente se aprecia una leve disminución para las ganancias mayores.

4.1.4 Consumo eléctrico

Como último punto se ha realizado una prueba sobre el consumo de todo el sistema, en el que simplemente se han valorado los tiempos de carga y descarga de la batería mientras éste está funcionando. Esto permite saber la autonomía del dispositivo y las diferencias que podría haber con otros dispositivos ya disponibles en el mercado.

Como se ha comentado en el apartado que trata del diseño del circuito de alimentación, la resistencia R_{PROG} que se utiliza es de $1 \text{ k}\Omega$ por lo que la corriente de carga rondará los 1 000 mA . Esto hace que el tiempo medido para la carga total de la batería sea de 2 horas y 45 minutos aproximadamente, siendo previamente descargada la batería.

Para la medida de la descarga de la batería se ha llevado a cabo habiendo utilizado el dispositivo con la configuración típica con la que se han realizado las pruebas para obtener las señales *ECG*. Esto es, utilizando los 6 canales del front – end con la realimentación activa disponible, así como ganancia $g = 1$ para cada canal y un *DR* de 500 SPS . Así como un reloj del sistema de 32 MHz y una tasa de envío para el Bluetooth de 230 400 Baudios . Llegando al resultado de 12 horas como máximo a la hora de registrar de forma continuada las señales *ECG*.

4.2 ECG SIMULADO

Para probar el dispositivo en una primera vista, se ha procedido a medir la señal cardíaca con un simulador de paciente. Respecto a las señales introducidas, corresponden a una señal cardíaca normal a 80 latidos por minuto y una amplitud de 1 mV_{pp} en la derivación II. El simulador empleado es el modelo *medSim 300B* de la casa *FLUKE biomedical*, el cual aparece en la Figura 4.29 conectado al dispositivo mediante cables de electrodos y que se encargará de capturar las señales cardíacas.

Las conexiones del dispositivo y que se conectan con el simulador siguen el siguiente esquema:

- Electrodo pierna derecha (*RLD*), cable verde.
- Electrodo brazo derecho (*RA*), cable blanco.
- Electrodo brazo izquierdo (*LA*), cable negro.
- Electrodo pierna izquierda (*LL*), cable naranja.
- Electrodo derivación ventricular I (*V1*), cable azul.
- Electrodo derivación ventricular II (*V2*), cable gris.
- Electrodo derivación ventricular III (*V3*), cable rosa.

Y los canales del ADS1296 empleados para obtener las determinadas derivaciones son los siguientes:

- Derivación I, Canal 1
- Derivación II, Canal 2
- Derivación III, Canal 3
- Derivación V1, Canal 4
- Derivación V2, Canal 5
- Derivación V3, Canal 6



Figura 4.29 El dispositivo conectado al simulador de pacientes.

4.2.1 ECG normal

Las figuras mostradas a continuación pertenecen a la representación de todos los canales junto con su espectro para el cual el dispositivo trabaja en modo *HR* a 500 SPS y con $g = 1$. Las señales corresponden a una adquisición durante un periodo de unos 10 segundos con la realimentación activa conectada.

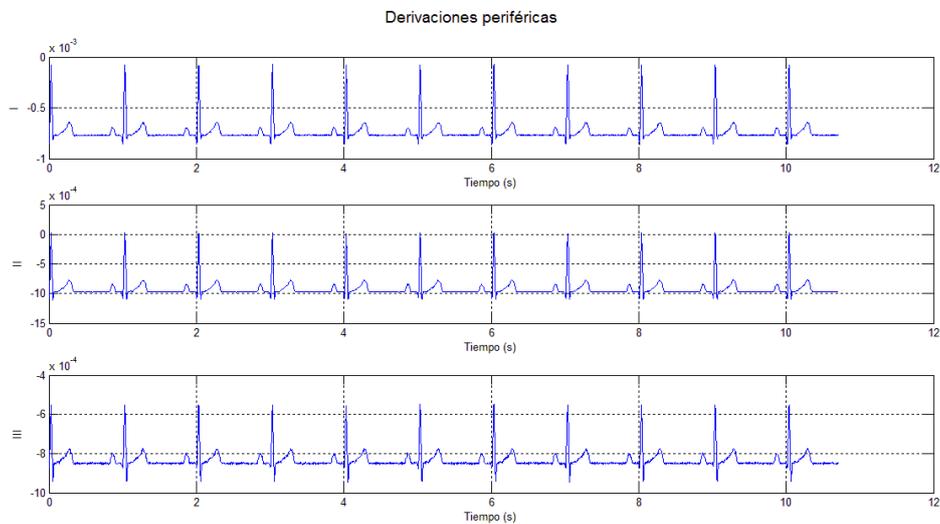


Figura 4.30 Señales de las derivaciones periféricas @HR500g1.

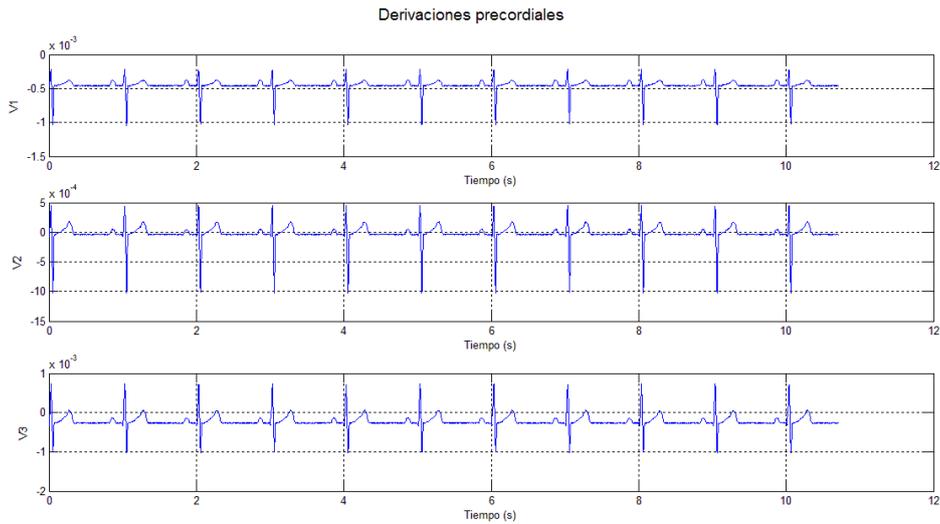


Figura 4.31 Señales de las derivaciones precordiales @HR500g1.

En la Figura 4.32, se muestra un extracto de 2.5 segundos de todas la derivaciones para poder visualizar mejor las señales. Así como posteriormente ver ampliadas las derivaciones más distintivas (Figura 4.33 y Figura 4.34) junto con sus espectros (Figura 4.35 y Figura 4.36).

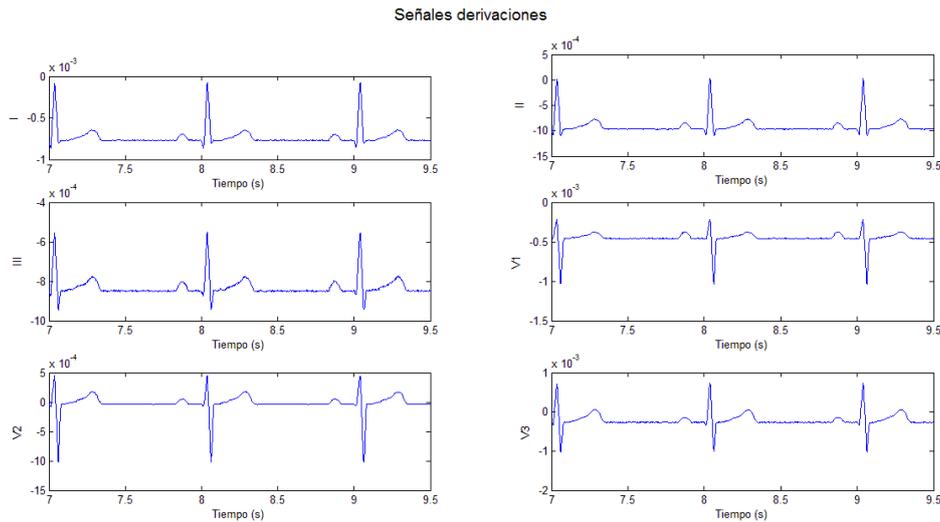


Figura 4.32 Extracto de 2.5 segundos de las señales @HR500g1.

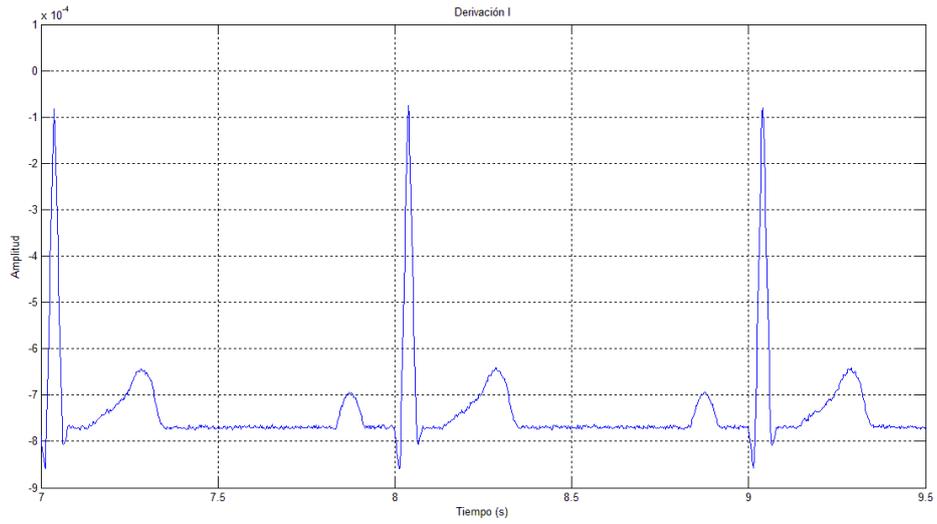


Figura 4.33 Detalle ampliado derivación I @HR500g1.

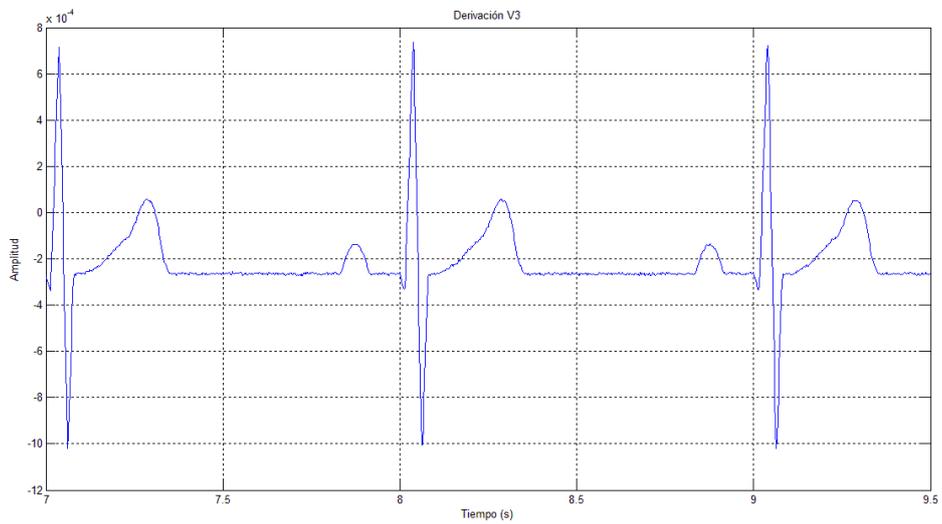


Figura 4.34 Detalle derivación V3 @HR500g1.

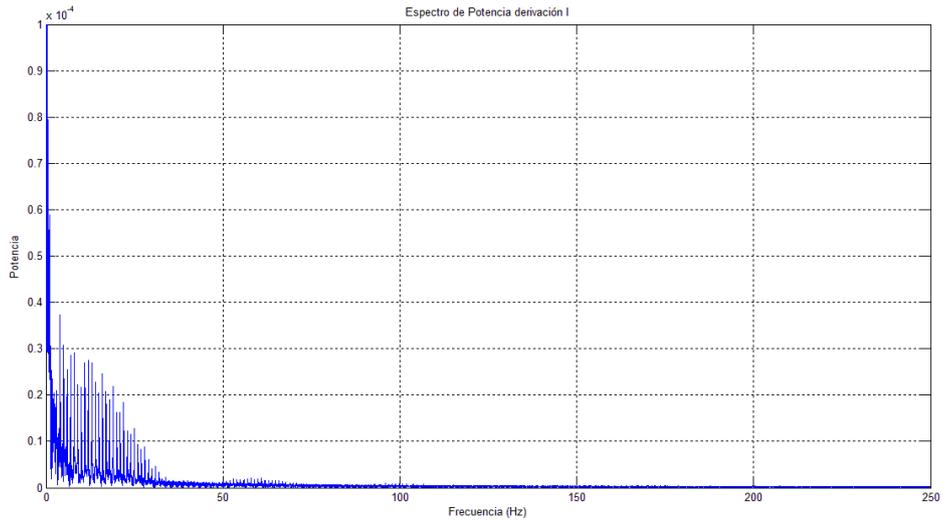


Figura 4.35 Espectro derivación I @HR500g1.

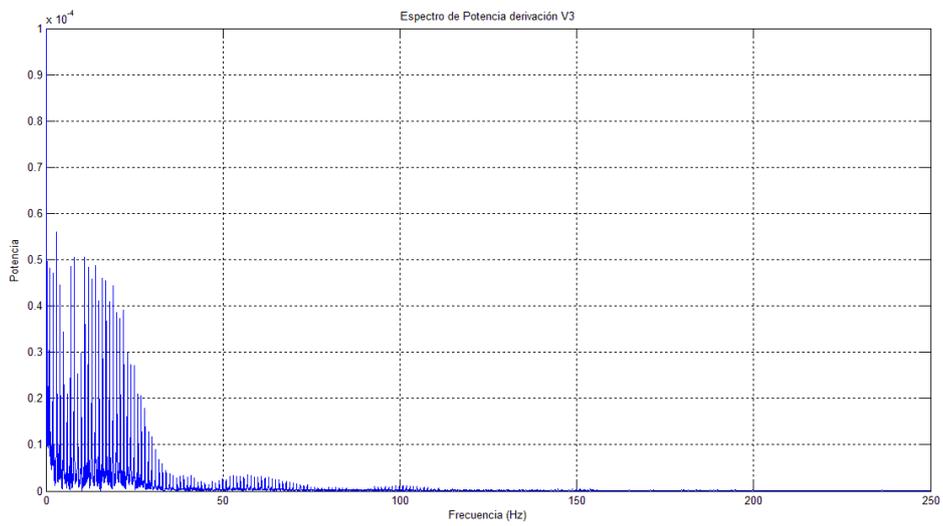


Figura 4.36 Espectro derivación V3 @HR500g1.

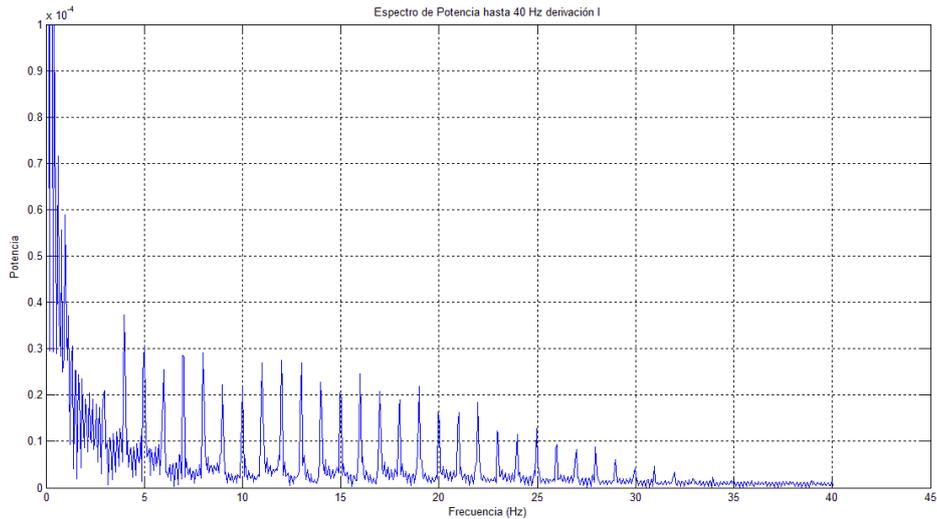


Figura 4.37 Espectro derivación I hasta 40 Hz @HR500g1.

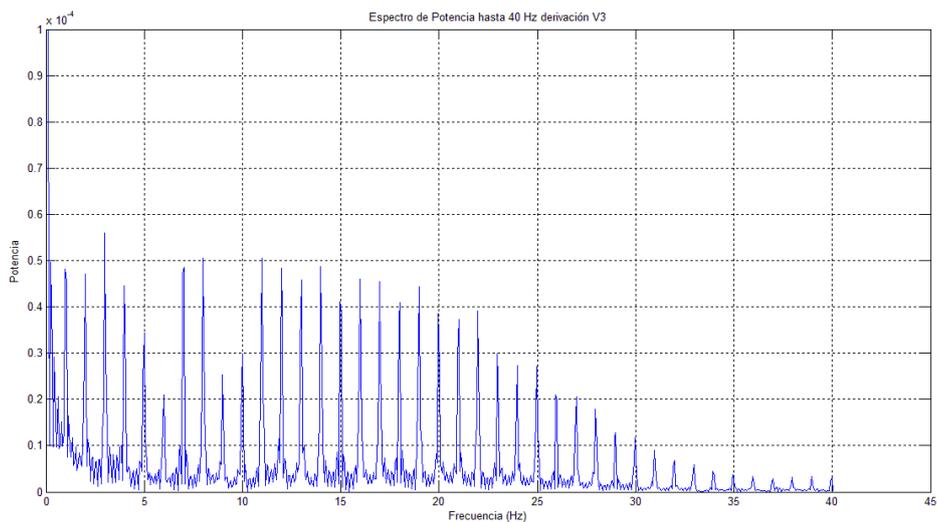


Figura 4.38 Espectro derivación V3 hasta 40 Hz @HR500g1.

La Figura 4.35 y la Figura 4.36 representan el espectro de la señal cardiográfica obtenida por dicho canal. Se aprecia como las principales componentes que constituyen el espectro de una señal *ECG* están contenidas hasta unos 35 Hz. Y junto con las figuras, Figura 4.37 y Figura 4.38, sirven para ver con más detalle las señales y sus *FFT* hasta los 40 Hz. Se aprecian las amplitudes de los picos junto con las interferencias recibidas de fuentes externas.

A continuación el mismo caso pero en el modo *LP*.

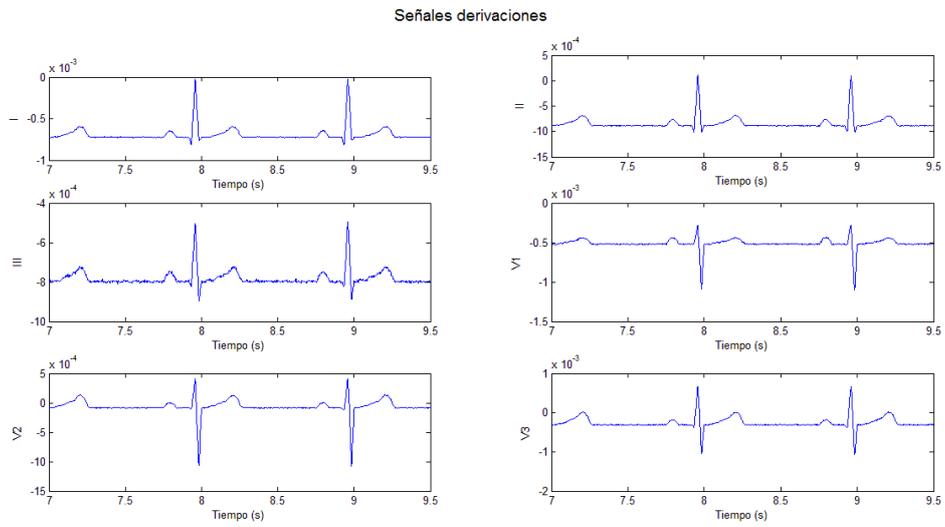


Figura 4.39 Representación de las 6 derivaciones juntas @LP500g1.

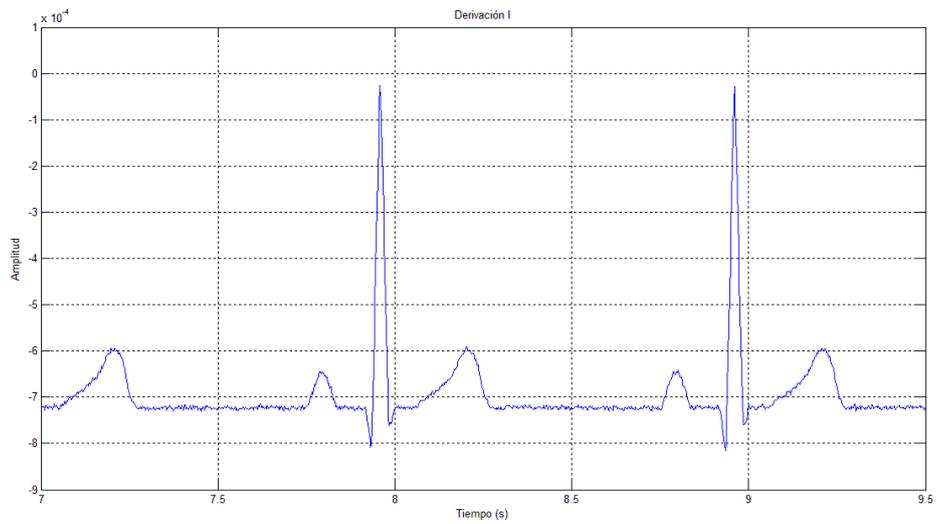


Figura 4.40 Detalle derivación I @LP500g1.

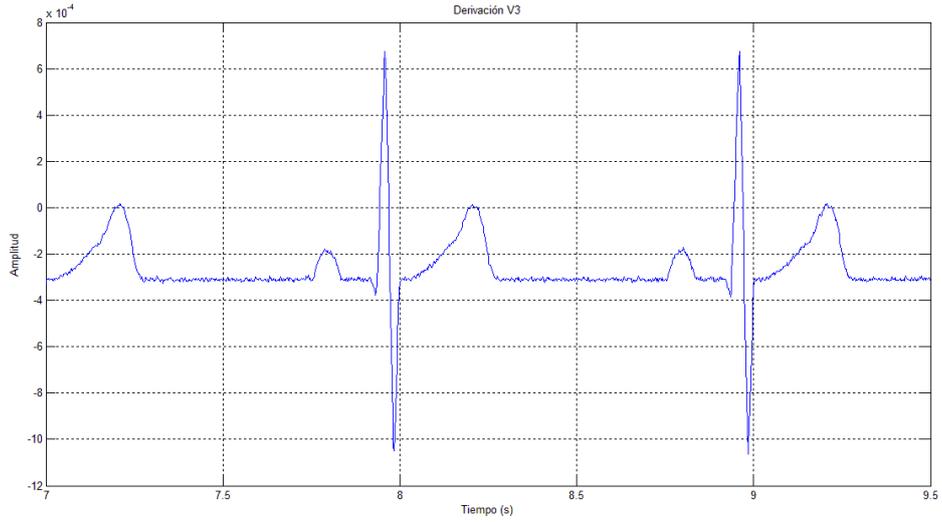


Figura 4.41 Detalle derivación V3 @LP500g1.

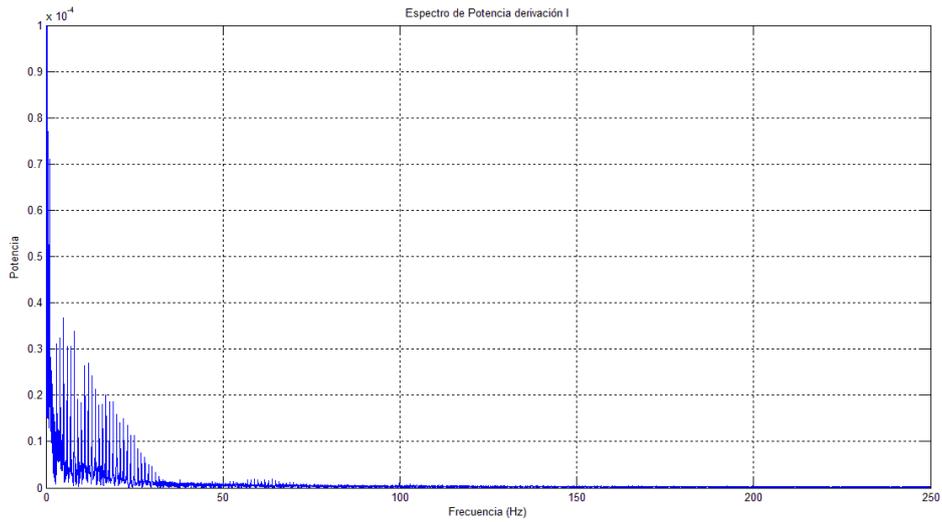


Figura 4.42 Espectro de potencia de la derivación I @LP500g1.

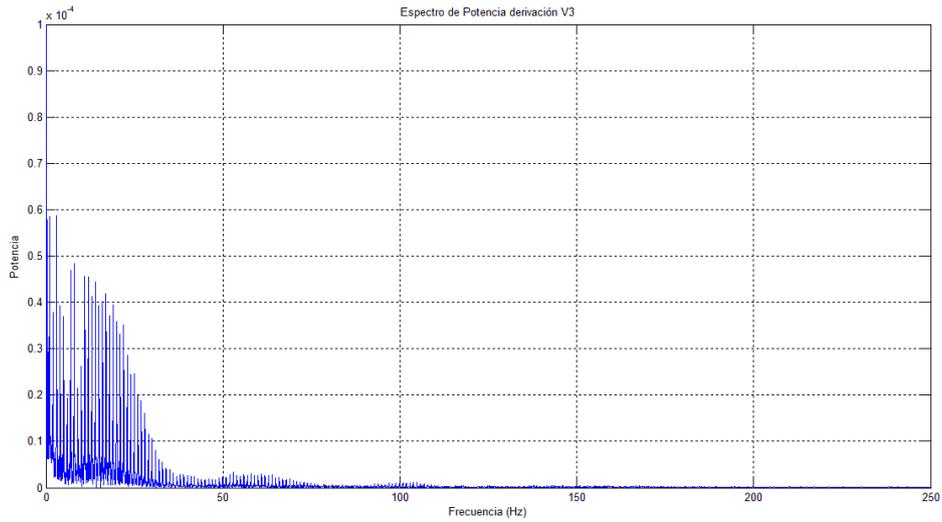


Figura 4.43 Espectro de potencia de la derivación V3 @LP500g1.

Se aprecia una mayor componente de ruido en el modo *LP* tal como se puede ver comparando la Figura 4.33 con la Figura 4.40 como en el caso de la Figura 4.34 con Figura 4.41.

En caso de variar la ganancia programable para amplificar las señales, se obtienen los siguientes efectos mostrados en las consecutivas figuras (Figura 4.44, Figura 4.45, Figura 4.46, Figura 4.47 y Figura 4.48) las cuales corresponden al modo *HR* pero con una ganancia $g = 12$.

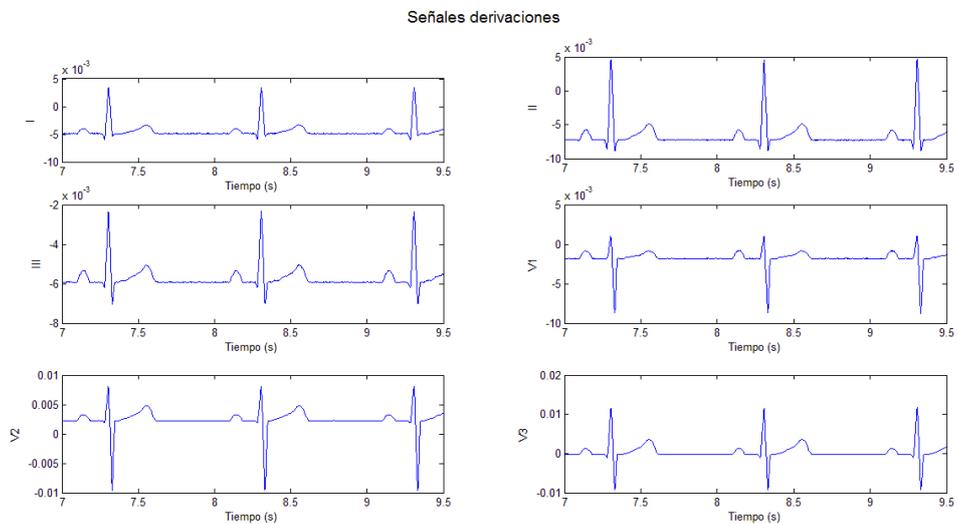


Figura 4.44 Representación de las 6 derivaciones @HR500g12.

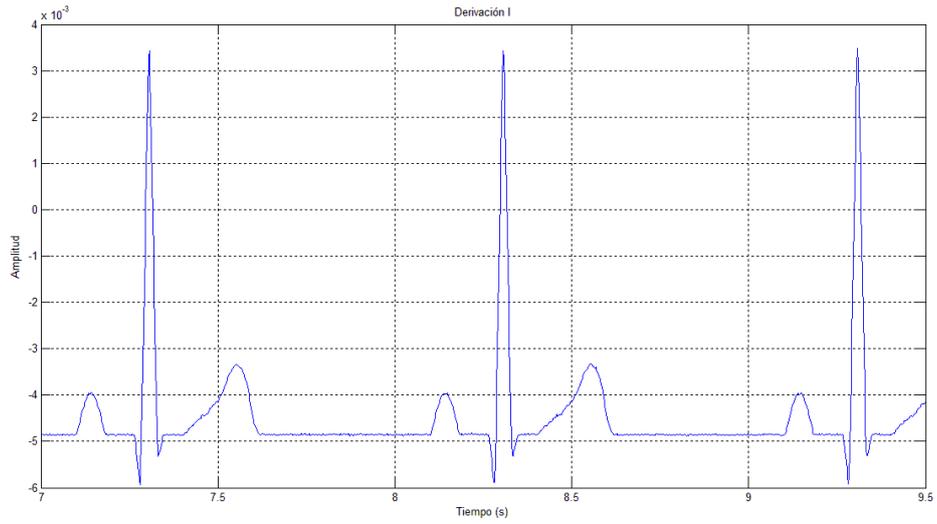


Figura 4.45 Detalle de la derivación I @HR500g12.

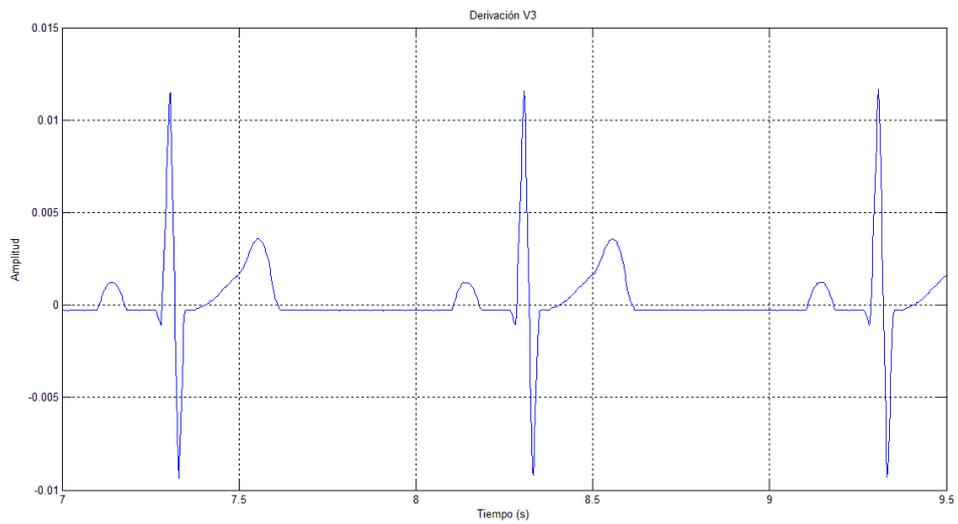


Figura 4.46 Detalle de la derivación V3 @HR500g12.

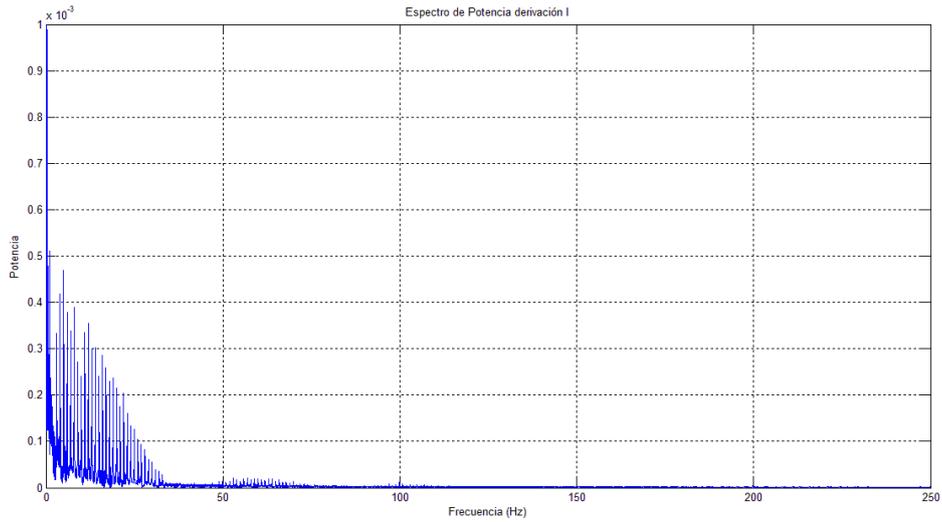


Figura 4.47 Espectro de potencia de la derivación I @HR500g12.

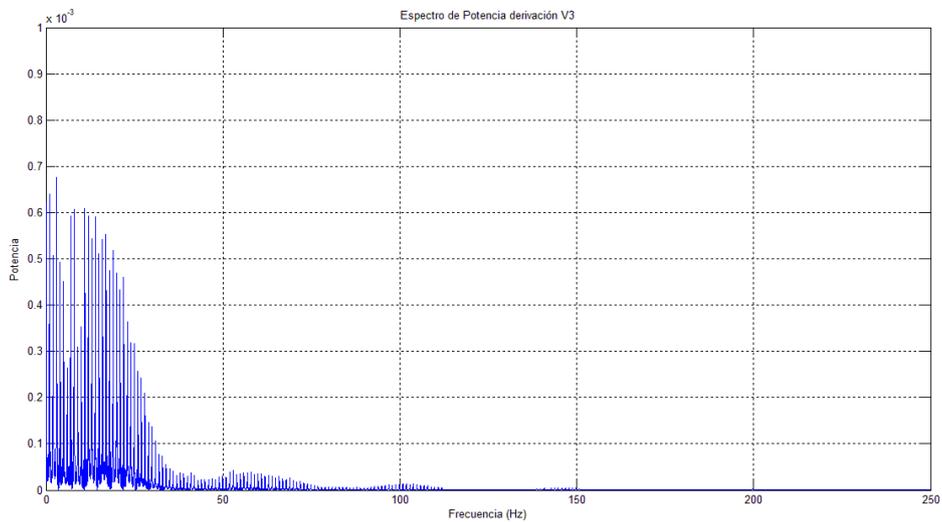


Figura 4.48 Espectro de potencia de la derivación V3 @HR500g12.

Tanto las amplitudes de las señales en el tiempo como las potencias de las componentes en el análisis en frecuencia de éstas son más elevadas que en el caso con ganancia $g = 1$.

A continuación se presenta el caso (modo *HR*, 500 *SPS*, $g = 1$) sin la realimentación activa conectada para ver los efectos de dicha realimentación en la tarea de la adquisición de las señales. Dicha función es eliminar en parte la componente común que se introduce por los canales del dispositivo.

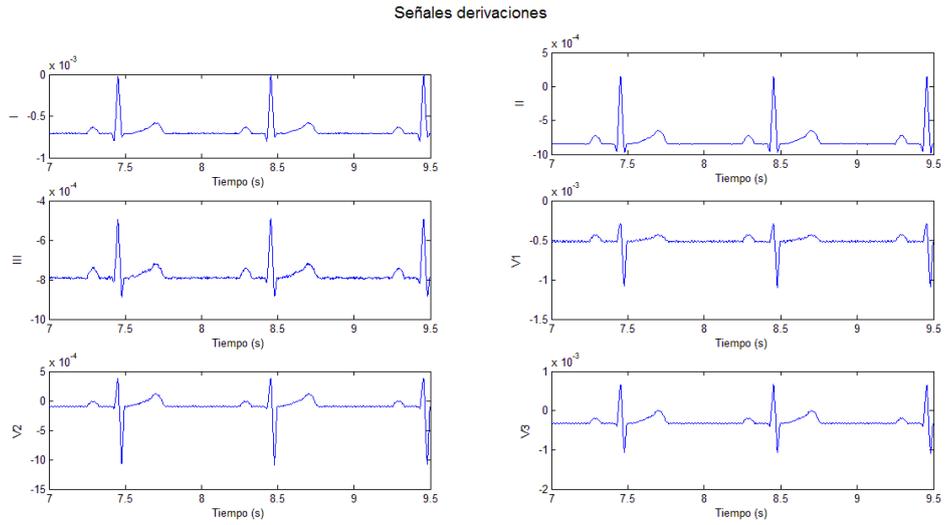


Figura 4.49 Representación de las 6 derivaciones sin RLD.

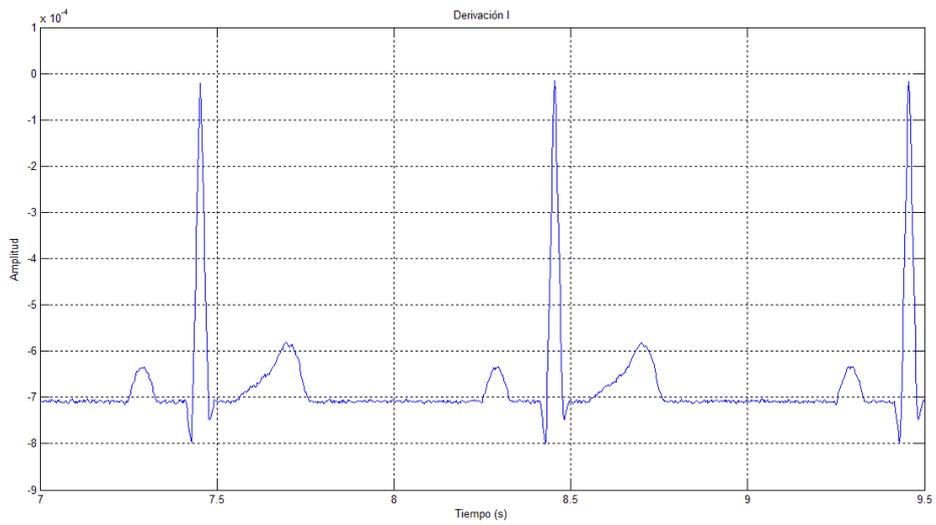


Figura 4.50 Detalle de la derivación I sin RLD.

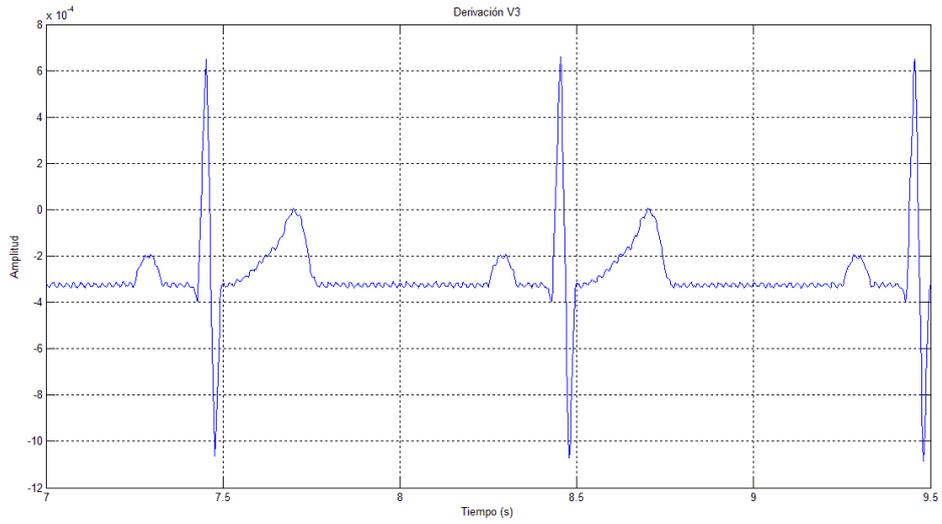


Figura 4.51 Detalle de la derivación V3 sin RLD.

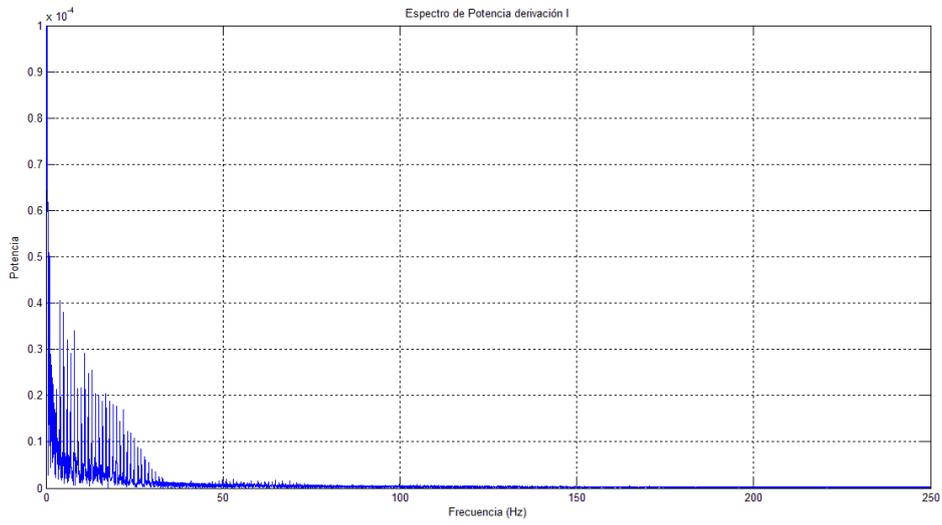


Figura 4.52 Espectro de potencia de la derivación I sin RLD.

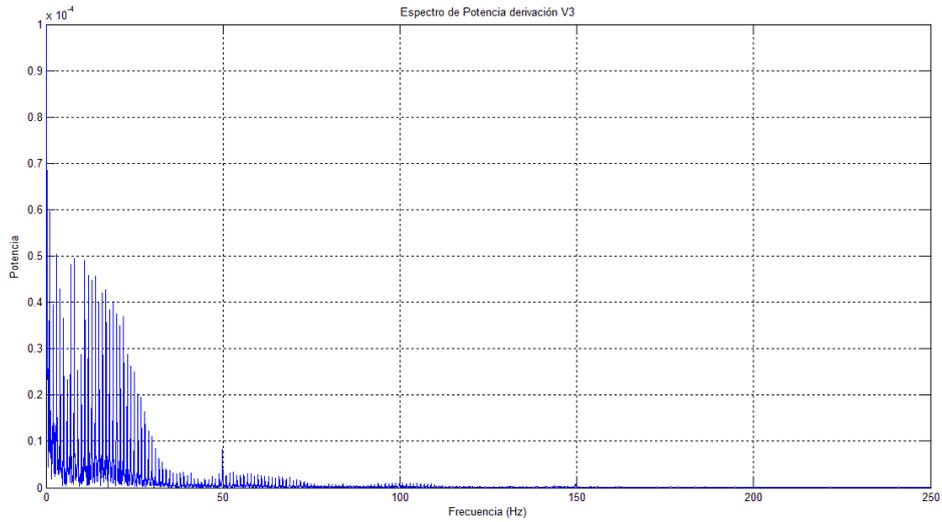


Figura 4.53 Espectro de potencia de la derivación V3 sin RLD.

Sin la realimentación activa se puede ver como el ruido aumenta en las señales representadas, sobre todo para las derivaciones precordiales. (Figura 4.51 y Figura 4.53). En cuyo espectro aparece un pico situado en la frecuencia de 50 Hz.

Ejemplo del efecto de no tener *RLD* conectada en un entorno ruidoso (Figura 4.54):

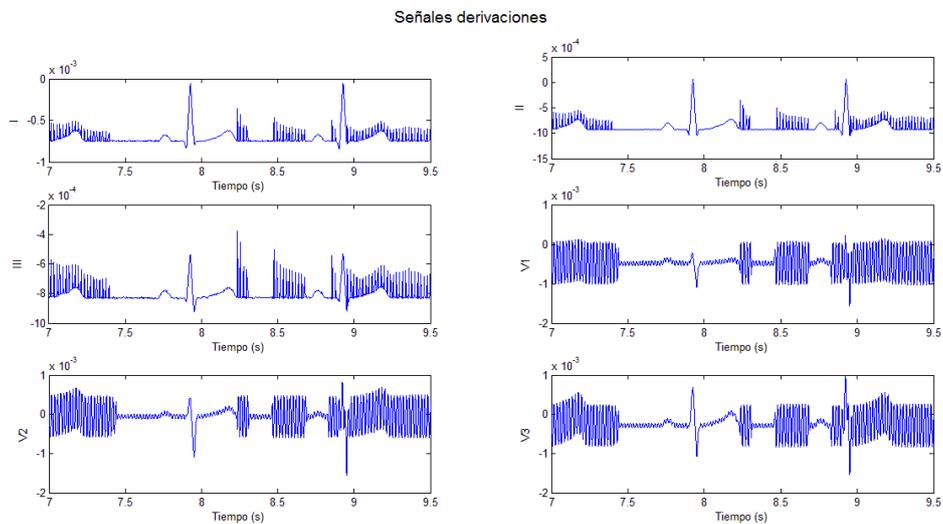


Figura 4.54 ECG simulado en un entorno ruidoso y sin RLD.

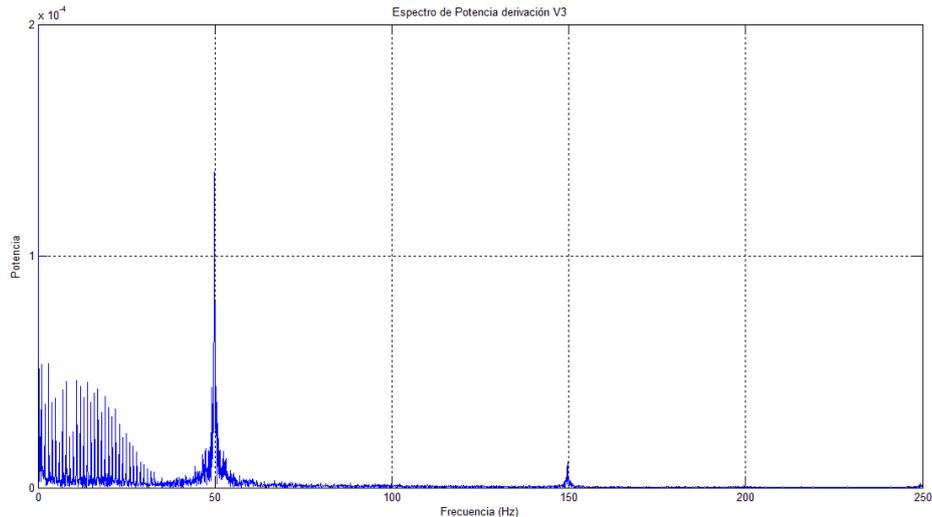


Figura 4.55 Espectro de potencia de la derivación V3 en un entorno ruidoso y sin RLD.

Como se aprecia en la Figura 4.55, aparece una componente bastante pronunciada de ruido. El uso de la realimentación se hace necesario ya que en ciertas ocasiones las interferencias llegan incluso a enmascarar la señal cardiográfica.

4.2.2 Arritmias

Para acabar de determinar el funcionamiento del sistema, se han simulado ciertos comportamientos anormales del *ECG* y ver si el dispositivo es capaz de captar dichas arritmias correctamente. Al fin y al cabo se trata de que el dispositivo pueda captar las señales correctamente para después poder ser clasificadas y que un profesional médico pueda determinar de una forma más fiable las posibles cardiopatías que pudiera sufrir el sujeto.

En determinadas condiciones, el músculo cardíaco sufre un tipo de contracción irregular que resulta totalmente ineficaz para propulsar la sangre. Este tipo de arritmia se conoce como fibrilación, y la alteración puede afectar a las aurículas o los ventrículos. La fibrilación posiblemente represente un circuito de reentrada en el cual el circuito de reentrada se fragmenta en múltiples circuitos irregulares. En el caso de la fibrilación auricular no suele poner en peligro la vida del individuo; algunos pacientes con estos trastornos pueden mantener una actividad normal. Por el contrario, la fibrilación ventricular ocasiona pérdida de conciencia en pocos segundos. La contracción continua irregular y descoordinada de las fibras musculares ventriculares no consigue bombear sangre. Se producirá la muerte, salvo que se consiga una reanimación eficaz de forma inmediata o el ritmo se normalice de forma espontánea, algo que no suele suceder.

Finalmente se verá el bloqueo de rama derecha. La cual, en la mayoría de los casos, no requiere tratamiento alguno, puede ser un síntoma de advertencia de otro problema cardíaco más grave. Ocurre cuando hay retrasos o defectos en la conducción intraventricular.

➤ Fibrilación auricular.

En este caso las aurículas no se contraen y relajan de forma secuencial durante el ciclo cardiaco por lo que no contribuyen al llenado ventricular. Por el contrario, las aurículas experimentan un movimiento continuo descoordinado y aleteante. No se producen ondas P en el *ECG*,

ya que se sustituyen por fluctuaciones irregulares continuas del potencial, que se denominan ondas f. El nódulo AV se activa a intervalos que pueden variar de forma notable de un ciclo al siguiente. Por tanto, no existe un intervalo constante entre los sucesivos complejos QRS o entre las contracciones ventriculares sucesivas.

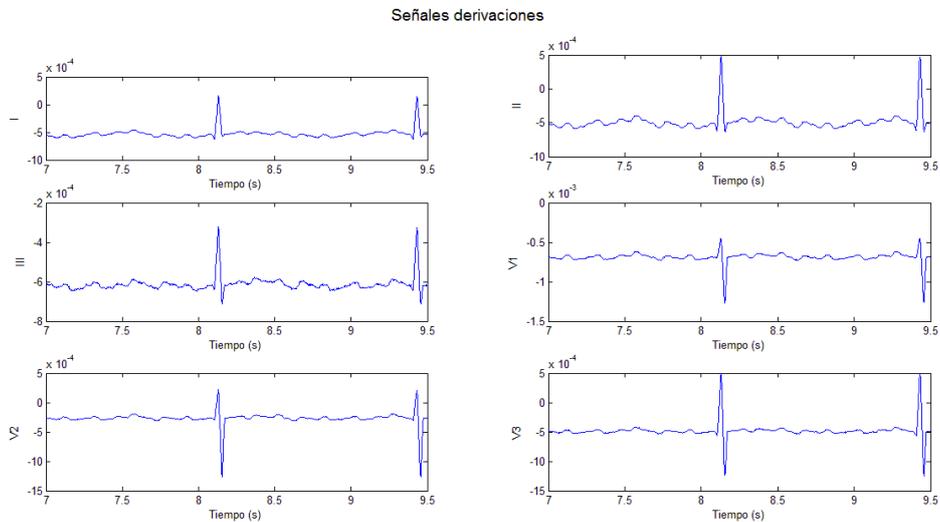


Figura 4.56 Típica señal de fibrilación auricular.

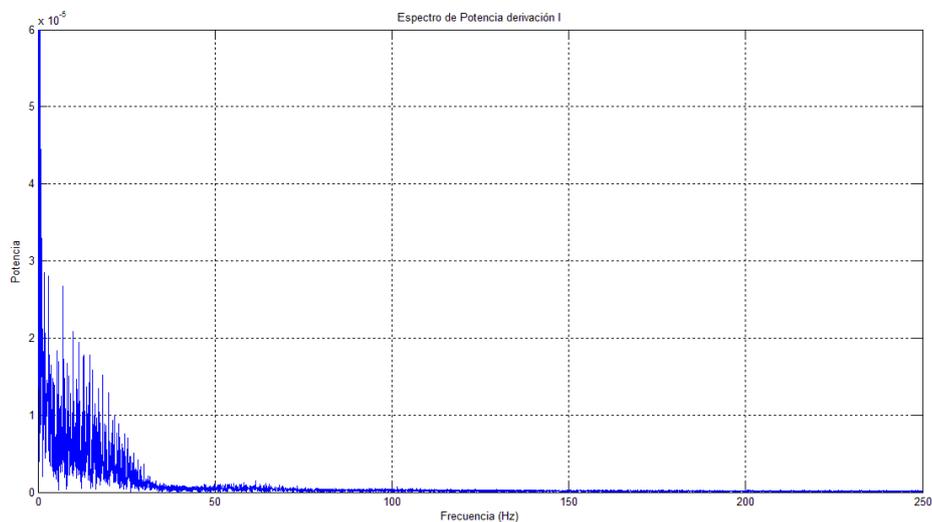


Figura 4.57 Espectro de la señal con fibrilación auricular.

El espectro de la señal, como se puede apreciar en la Figura 4.57, parece el de una señal ECG normal, ya que al contar con el complejo QRS (cuyo espectro se ha visto que abarca casi todas las frecuencias hasta los 40 Hz) se asemeja a dicho espectro. Con la diferencia de no contar con las bajas frecuencias de hasta 5 Hz que producen las ondas P – T.

➤ Fibrilación ventricular.

La fibrilación ventricular se inicia a menudo cuando un impulso prematuro llega durante el período vulnerable del ciclo cardíaco y puede aparecer cuando todo el ventrículo, o una parte del mismo, se quedan sin riego. También se puede asociar con una electrocución o en respuesta a determinados fármacos y anestésicos. En el ECG (Figura 4.58), las fluctuaciones del potencial son marcadamente irregulares. La fibrilación ventricular necesita un tratamiento enérgico. La conversión al ritmo sinusal normal se consigue mediante una potente corriente eléctrica que condiciona que todo el miocardio entre de forma breve en estado refractario, es decir, no puede generar un nuevo *potencial de acción*.

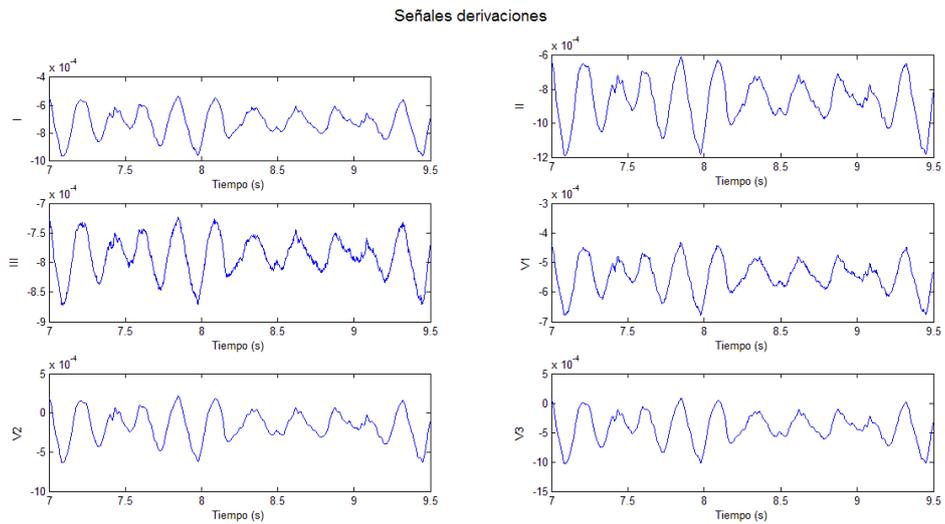


Figura 4.58 Típica señal de fibrilación ventricular.

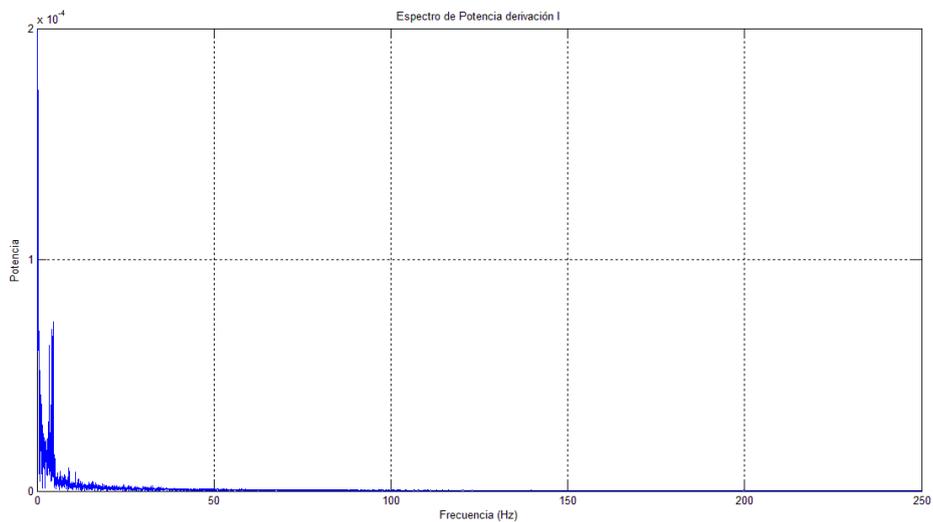


Figura 4.59 Espectro de la señal con fibrilación ventricular.

➤ Bloqueo de rama derecha.

A veces el impulso eléctrico no puede propagarse por el corazón porque existe un «bloqueo» en una parte del sistema de conducción. Cuando se produce el bloqueo de un impulso que se propaga por las ramas del haz de His (Figura 4.60), se dice que existe un bloqueo de rama.

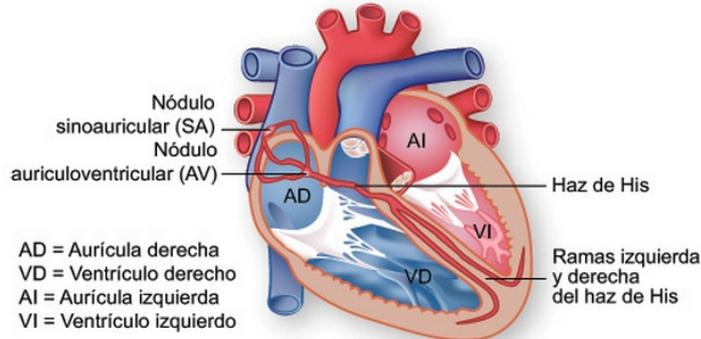


Figura 4.60 Detalle del haz de His y sus ramas. (Fuente: [31])

Para que los ventrículos izquierdo y derecho se contraigan al mismo tiempo, debe propagarse un impulso eléctrico por las ramas derecha e izquierda del haz de His a la misma velocidad. Si existe un bloqueo en una de estas ramas, el impulso eléctrico debe llegar al ventrículo por otra vía de conducción. Cuando esto sucede, la frecuencia y el ritmo del corazón no se ven afectados, pero el impulso se propaga más lentamente. El ventrículo podrá contraerse pero tomará más tiempo en hacerlo debido al retraso del impulso. Este retraso del impulso hace que uno de los ventrículos se contraiga una fracción de segundo más lentamente que el otro. El trazado de la señal eléctrica registrada por el electrocardiógrafo incluso puede indicar si el bloqueo se encuentra en la rama derecha o izquierda del haz de His. Las características que suelen tener los bloqueos de rama son, un ensanchamiento del complejo QRS ($> 0,12$ s) y una alteración de la morfología de éste. Además, al igual que se altera la despolarización, también se alterará la repolarización ventricular, lo que se traducirá como una desviación de la onda T en dirección opuesta a la desviación principal del complejo QRS.

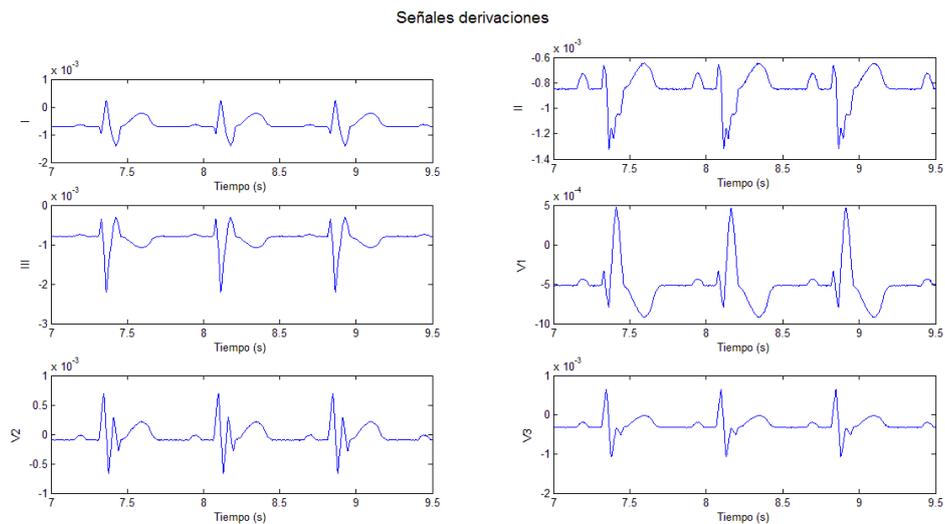


Figura 4.61 Señal con bloqueo de rama derecha.

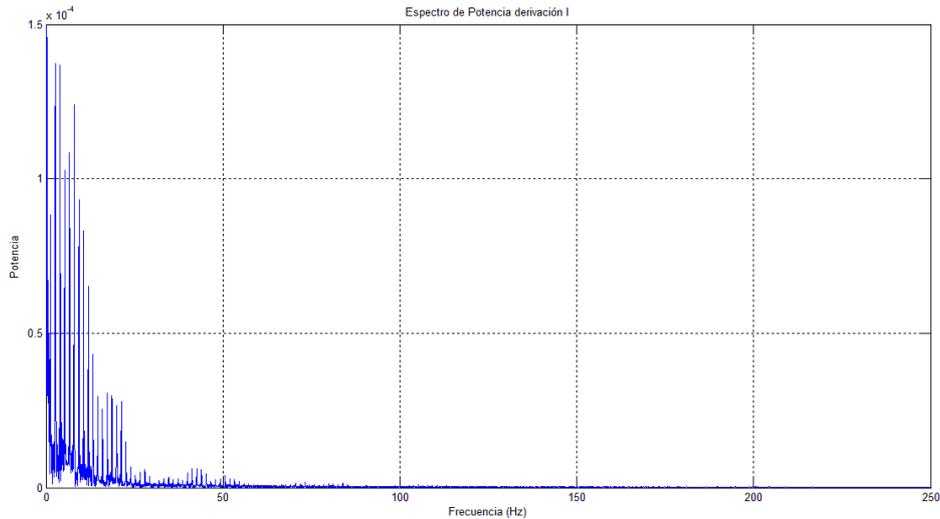


Figura 4.62 Espectro de potencia de la señal con bloqueo de rama derecha.

En las figuras anteriores se han representado todas las derivaciones así como el espectro de la derivación I, donde se aprecian las frecuencias de interés y las diferentes tipologías y peculiaridades de las señales cardíacas así como las frecuencias dominantes que identifican a cada arritmia.

4.3 ECG REAL

Finalmente se ha probado el sistema en condiciones reales, para poder ver verdaderamente su comportamiento y así poder comparar con otros sistemas ya en el mercado y que se emplean diariamente para registrar las señales *ECG*.

En este apartado se realiza un estudio sobre un paciente real, donde se efectuarán diversas pruebas en un sujeto en diferentes situaciones y con varios mecanismos para capturar la señal *ECG* para así poder compararlas con otros métodos y dispositivos existentes.

4.3.1 ECG estándar con la máquina cardiofax V de la casa NIHON KOHDEN (modelo ECG-8270E).

La primera prueba que se ha realizado ha consistido en registrar el electrocardiograma a un sujeto tumbado boca arriba sin moverse. Se ha procedido a medir las señales tanto con nuestro dispositivo como con el *cardiofax V* a la vez (Figura 4.63). Disponiendo los electrodos de la manera en que haya menos discrepancias de un modo u otro en las señales adquiridas, en torno a un centímetro de distancia, tal y como se muestra en la Figura 4.64. Los electrodos empleados para realizar el *ECG* estándar con el aparato de *NIHON* son los de pera para las derivaciones ventriculares y de parche para las periféricas. En el caso de emplear el dispositivo implementado se han utilizado en todas las derivaciones con electrodos de parche, como se puede ver igualmente en la Figura 4.64.

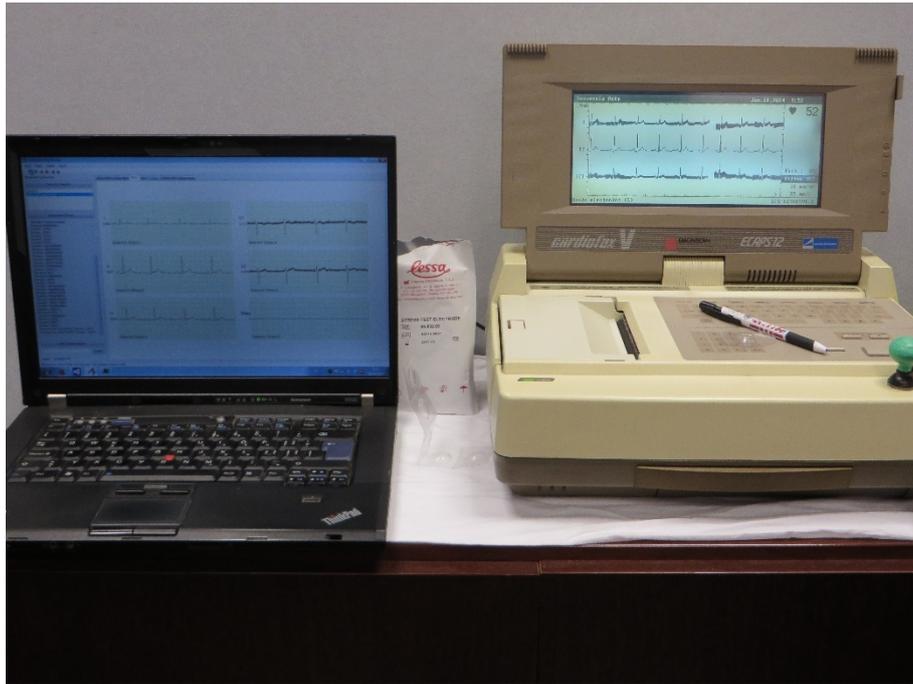


Figura 4.63 Señales vistas en el cardiofax V y nuestro equipo.

Las señales se han grabado mediante la posición de *Mason – Likar*, ya que en estas posiciones es más cómodo obtener el *ECG* si el sujeto va a estar en movimiento porque interfiere menos en la agitación de los cables y del movimiento del torso. Esta disposición se puede observar también en la siguiente Figura.

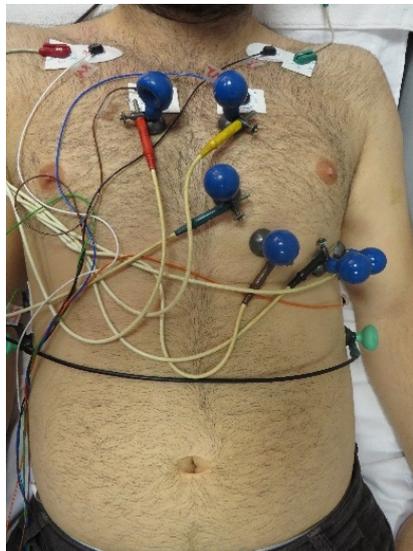


Figura 4.64 Disposición de los electrodos para la captura de las señales con los dos equipos.

Se pueden ver en la Figura 4.65 y la Figura 4.66 las similitudes entre las dos señales extraídas por mecanismos distintos. El único tratamiento de datos que han sufrido las señales ha sido aplicarles un filtro paso alto Butterworth para eliminar la continua de la señal ya que existe un fuerte desplazamiento de la línea de base en dichas señales debido al movimiento del individuo en determinadas pruebas. Se pueden comparar gráficamente la morfología y las amplitudes de los picos.

En caso de la señal de la derivación I tomada con el cardiógrafo *cardiofax V*, la amplitud QR está en torno a los 0.5 mV con la precisión permitida que deja el papel milimetrado. La amplitud del pico T respecto al de Q (QT) es de unos 0.2 mV. Con nuestro sistema, para la derivación I calculadas matemáticamente los valores obtenidos son de unos 0.4 mV para el QR y 0.25 mV en el caso QT.

Los mismos valores pero para el caso de la derivación III estos valores son, 1.8 mV (QR), 0.4 mV (QT) para el papel milimetrado y 2 mV (QR) y 0.46 mV (QT).

Igualmente para un análisis temporal de la señal, esto se hace un poco más difícil ya que al no corresponder directamente las señales en el tiempo no se puede medir con exactitud las concordancias entre ambos métodos. Cabe decir que aun con las discrepancias temporales, se puede ver en las figuras que no hay mucha diferencia entre picos dos complejos QRS. La cual está entre 0.8 y 0.9 segundos.

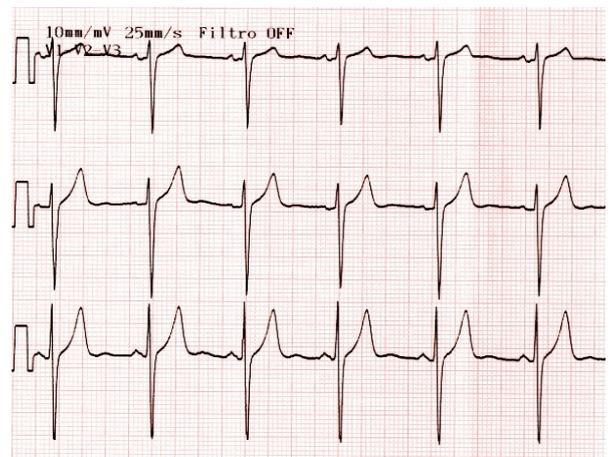
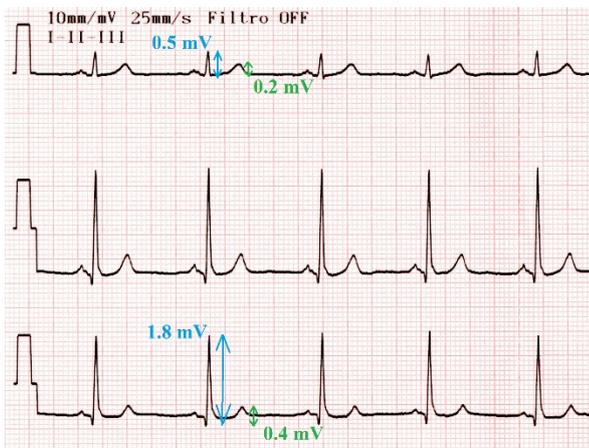


Figura 4.65 ECG con el cardiofax V tomado en las posiciones Mason – Likar.

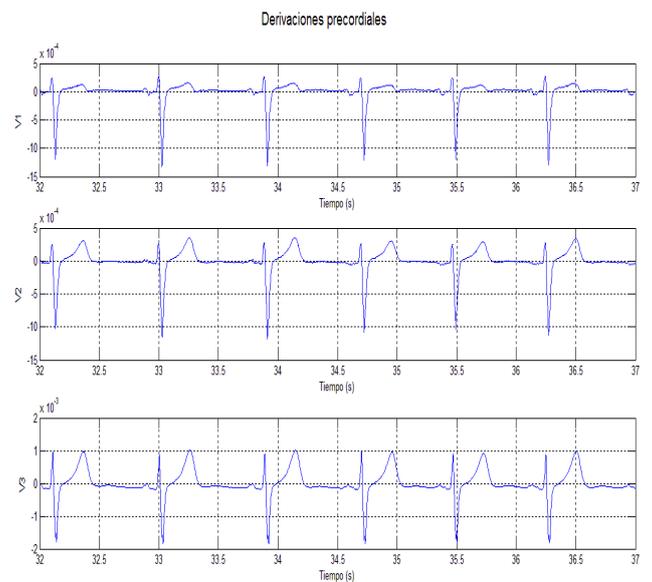
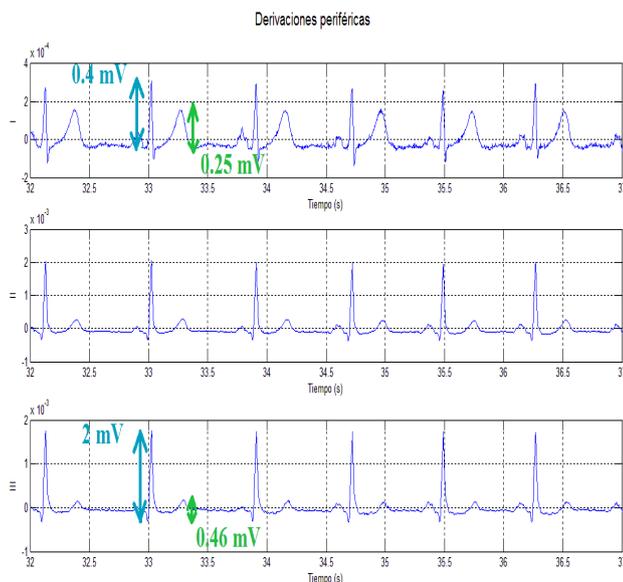


Figura 4.66 ECG con el equipo desarrollado.

La siguiente prueba realizada es en posición bipedestación. Donde se puede comprobar también que las ondas obtenidas corresponden con las obtenidas con el *cardiofax V* (Figura 4.67 y Figura 4.68), tanto en su morfología como en los niveles de la señal.

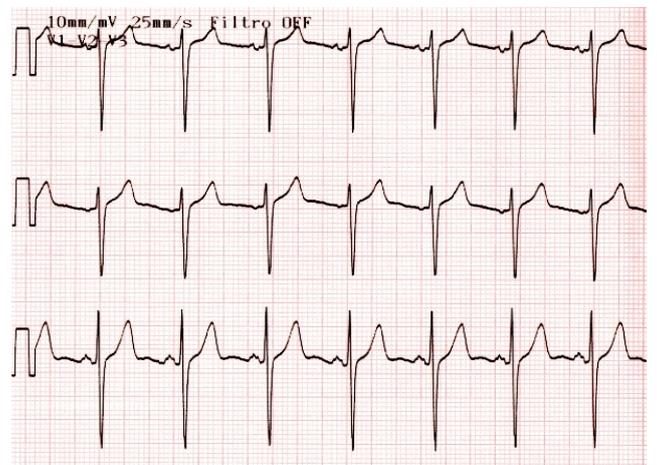
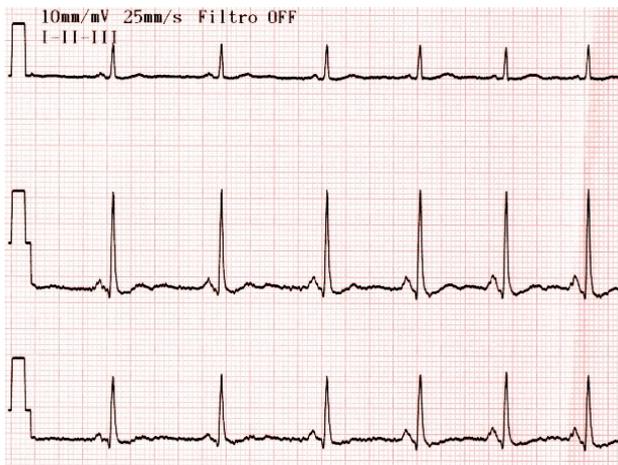


Figura 4.67 ECG con el cardiofax V en posición bipedestación.

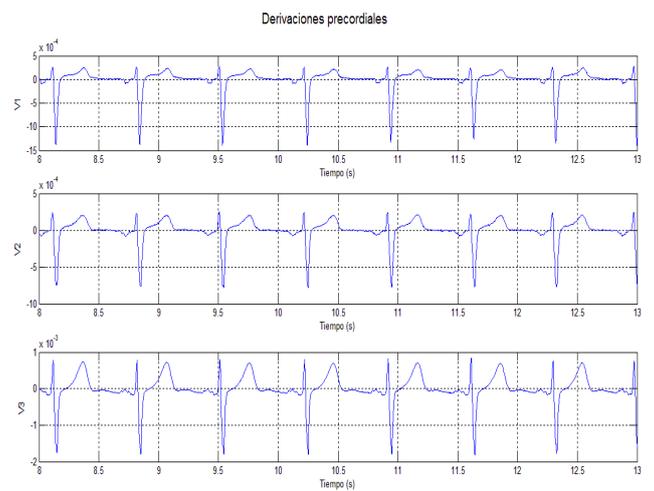
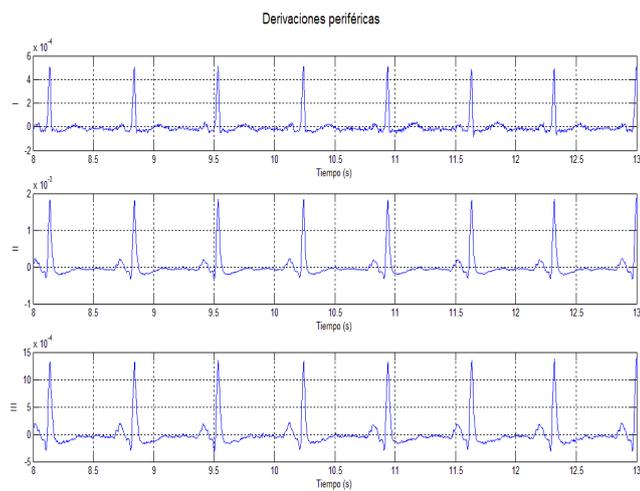


Figura 4.68 ECG en posición bipedestación.

Por último se ha realizado una prueba donde el sujeto ha tenido que saltar durante unos segundos para emular actividad física. En este caso sólo se ha podido adquirir las derivaciones periféricas con el aparato tradicional de *NIHON* ya que los electrodos de pera se caen al saltar.



Figura 4.69 ECG con cardiofax V con el individuo saltando.

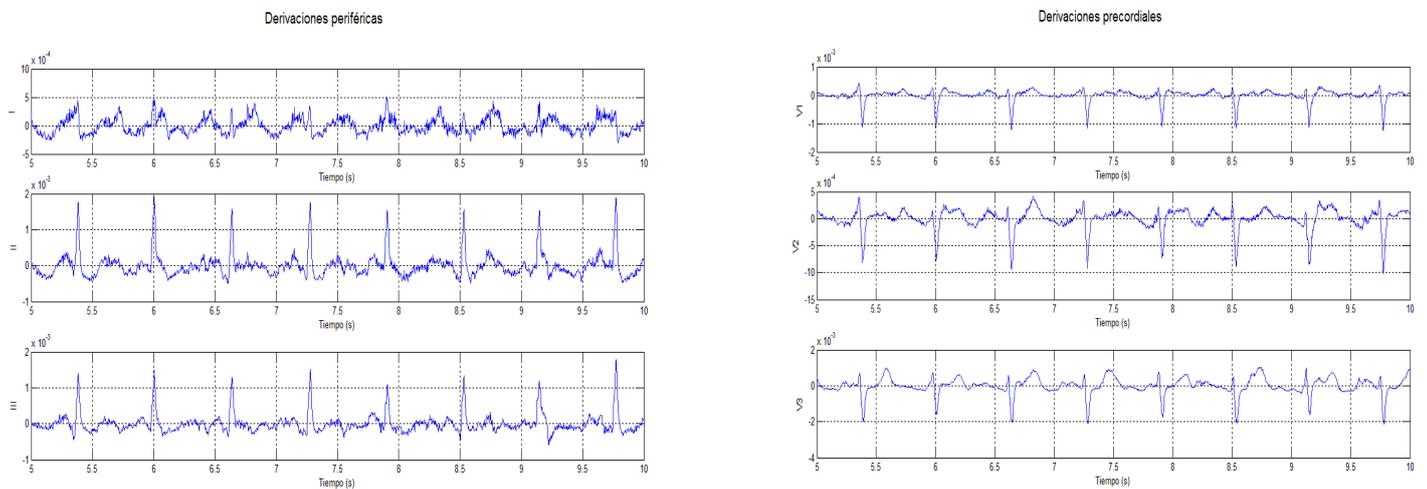


Figura 4.70 ECG con el sujeto saltando y obtenido con el equipo diseñado.

4.3.2 Prueba con la banda de Nuubo

La prueba a realizar consiste en emplear la banda con electrodos que dispone Nuubo para obtener las señales cardíacas. Para ello se ha tenido que modificar el diseño de los cables y conector para adaptarlos a nuestro dispositivo tal y como se muestra en la Figura 4.74.

Esta banda (Figura 4.71) consta de un tejido sintético lavable que abarca esencialmente la parte delantera de la caja torácica dejando los pectorales libres sujetándose a modo de sostén. Sobre él están dispuestos una serie de electrodos integrados en el tejido en las posiciones que se observan en la Figura 4.74. En total son seis electrodos de los que uno trabajará a modo de referencia, es decir, como realimentación activa. Estos electrodos son redondos y junto con las pistas conductoras que actúan como cables de la sonda, están pegados a la banda con algún tipo de silicona (Figura 4.72). En la parte del esternón cuenta con el conector que acopla al equipo que la casa Nuubo ha diseñado para su uso en los textiles que ellos diseñan. Estas conexiones se realizan a través de conectores de tipo botón, como se puede apreciar en la Figura 4.73.



Figura 4.71 Diseño frontal y posterior de la banda de Nuubo.



Figura 4.72 Detalle de los electros de la banda.



Figura 4.73 Detalle del conector de la banda al dispositivo de Nuubo.

Con los electrodos de la banda se han representado las siguientes derivaciones. Por el canal 1 se puede visualizar la *Tira de Ritmo*, por el canal 2 la derivación $CM - VI$, y por el canal 3 la derivación $CM - V5$, tal y como se muestra en la Figura 4.74.

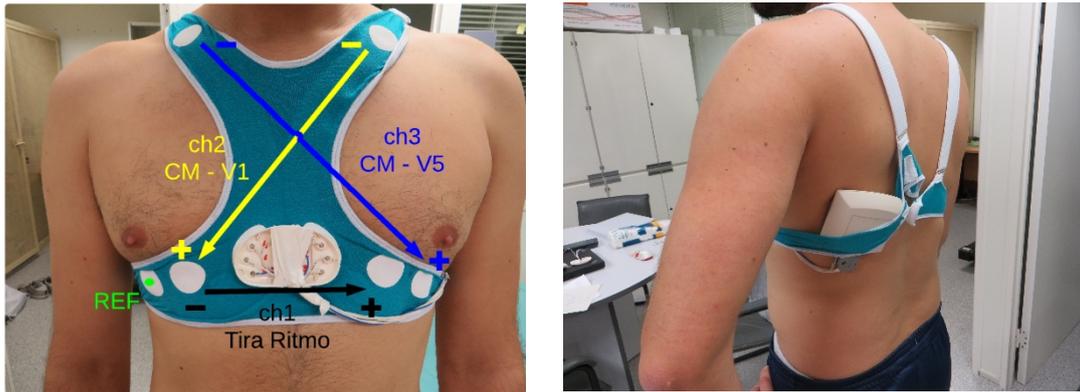


Figura 4.74 Imagen de la banda de Nuubo con los electrodos y respectivas derivaciones.

En este caso al sujeto se le han adquirido las señales tanto tumbado como caminando y finalmente corriendo, cuyos resultados se pueden ver las subsiguientes figuras (Figura 4.75, Figura 4.76, Figura 4.77).

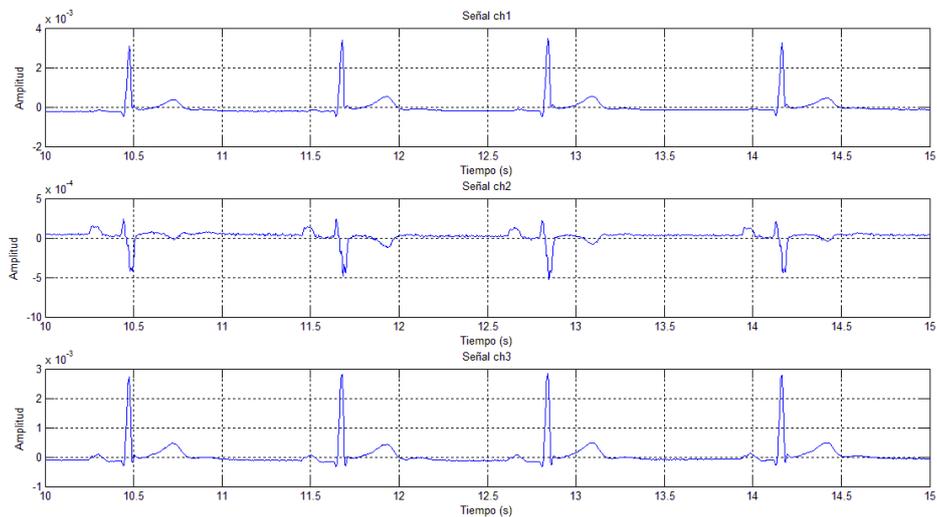


Figura 4.75 Señales obtenidas con el sujeto tumbado.

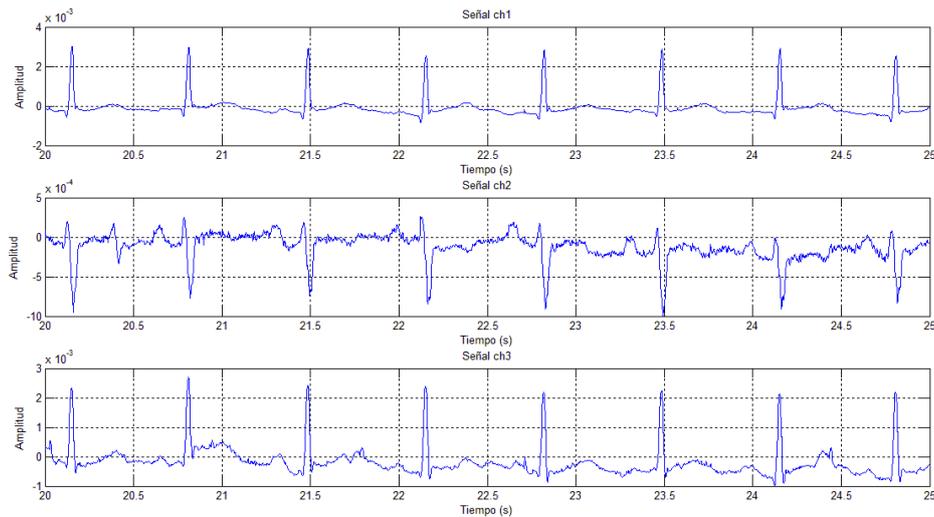


Figura 4.76 Señales obtenidas con el sujeto caminando a 5 km/h.

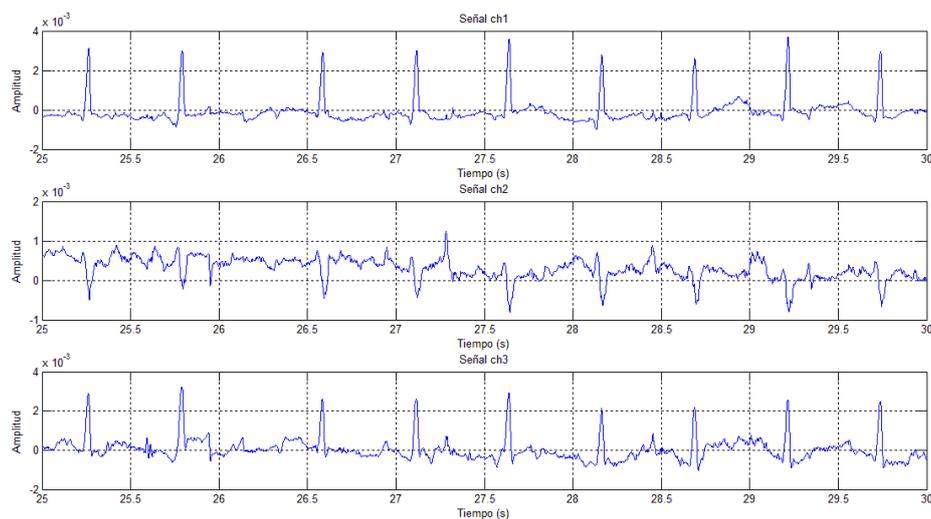


Figura 4.77 Resultados corriendo a 6 km/h

Cabe resaltar que a mayor movimiento, empeora la señal *ECG* obtenida. Esto es debido en parte al movimiento leve de los electrodos como también por el ruido muscular.

4.3.3 Comparativa con el sistema de Nuubo

La última prueba que se le realizó al sujeto es la colocación de la banda junto con el dispositivo de Nuubo y los electrodos de parche que se han empleado para obtener las señales con el dispositivo diseñado.

El dispositivo de Nuubo está desarrollado para la captación de las señales *ECG* mediante el uso de sus prendas, y su monitorización remota de una forma sencilla y flexible. Para ello se ha de conectar el dispositivo a la banda de tal forma que encaje como se muestra en la Figura 4.78

y encenderlo. Nuubo cuenta con su propio software para el análisis y visualización de la información. El equipo cuenta también con una memoria para registrar toda la información si necesidad de conectarse de manera inalámbrica.

Como en el caso descrito a la hora de comparar nuestro aparato con el *cardiofax V*, se han tenido que colocar los electrodos lo más cerca posible en el mismo punto a la hora de extraer la señal de las mismas derivaciones, para que las señales extraídas difieran lo menor posible de un sistema a otro. Tal y como se puede ver en la Figura 4.78.

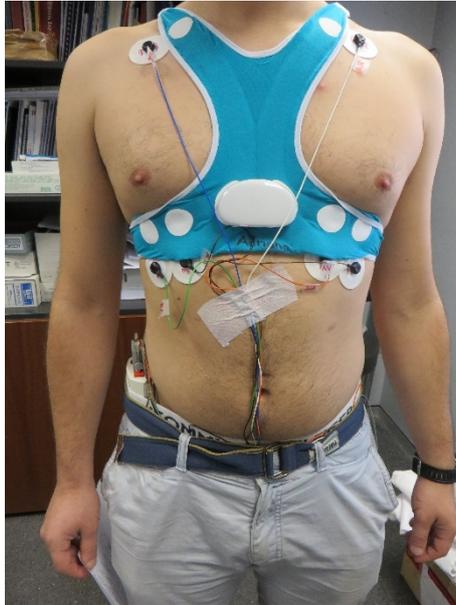


Figura 4.78 Posición de la banda y de los electrodos de nuestro dispositivo.

Con los resultados mostrados a continuación.

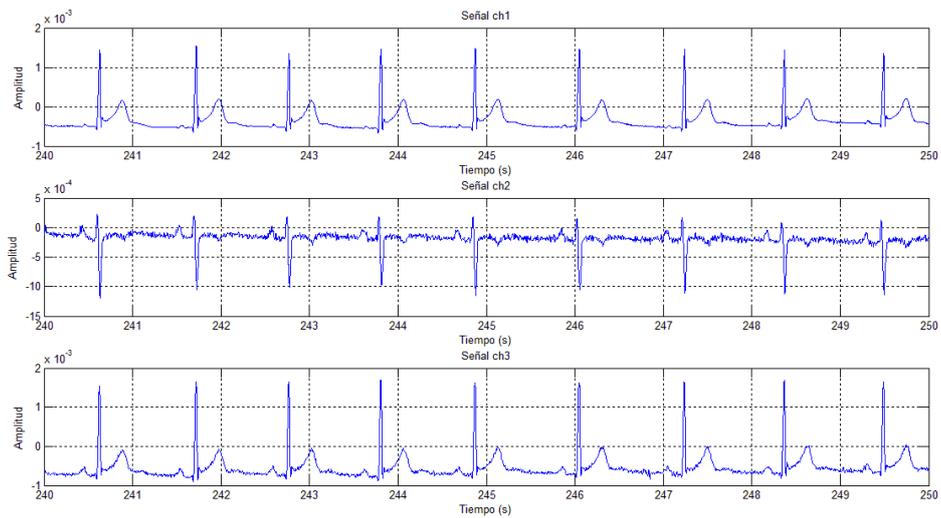


Figura 4.79 Señales en estado de reposo.

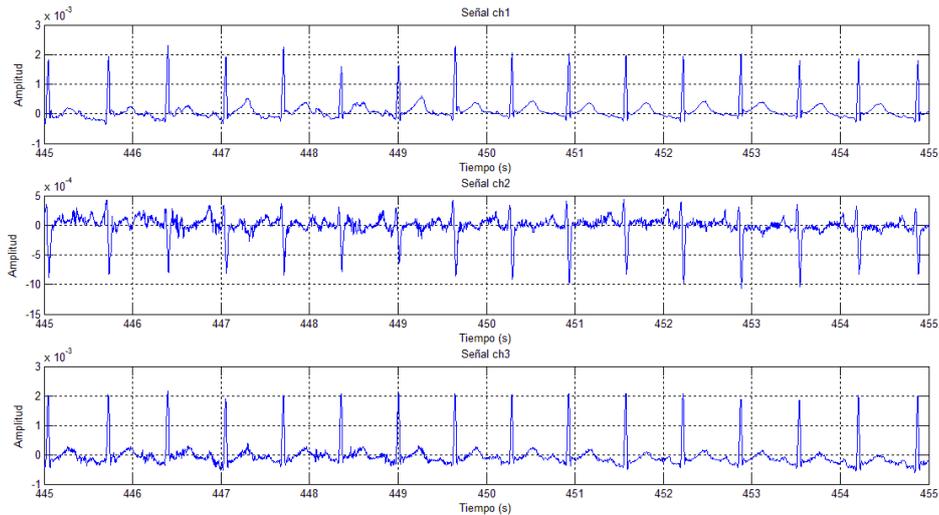


Figura 4.80 Señales con el sujeto saltando.

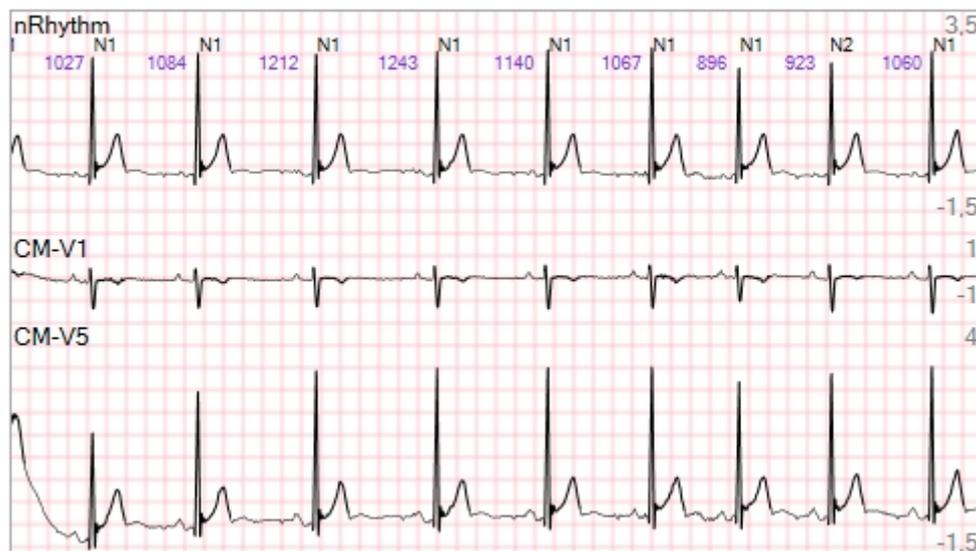


Figura 4.81 Detalle de las señales extraídas mediante el informe de Nubo.

Se aprecia en las Figura 4.79 y en la Figura 4.81 que las señales correspondientes a las derivaciones obtenidas tanto con el sistema de Nuubo como con nuestro dispositivo se asemejan y se puede extraer de ellas la información pertinente. Debido a que Nuubo sólo permite analizar los datos generados mediante un informe, la comparación se ha llevado a cabo mostrando medidas pertenecientes a un rango de tiempo parecido.

4.4 NORMAS

Una Norma técnica es un documento aprobado por un organismo reconocido nacional, regional o internacional que establece especificaciones técnicas basadas en los resultados de la experiencia y del desarrollo tecnológico, que hay que cumplir en determinados productos, procesos o servicios.

Se identifican por siglas según el Organismo que lo apruebe:

- ISO: International Organization for Standardization
- EN: Norma europea aprobada por algún Organismo de Normalización europeo: CEN, CENELEC, ETSI
- UNE: Una norma española de AENOR

Las normas resultan fundamentales para programar los procesos de producción. Se crean con el consenso de todas las partes interesadas e involucradas en una actividad (fabricantes, administración, consumidores, laboratorios, centros de investigación).

En este apartado se va a hacer uso de la norma española *UNE – EN 60601-2-47*. Con título “*Requisitos particulares para la seguridad, incluyendo las características de funcionamiento esencial, de los sistemas de electrocardiografía ambulatoria*”. Que es la que gestionaría y regularía el uso de estos dispositivos en el ámbito de los ambulatorios dentro del Estado español. Esta Norma Particular especifica los requisitos para la seguridad de los sistemas cardiográficos.

Se tratarán solamente los puntos de la norma que interesan relativos a la caracterización realizada previamente en el correspondiente apartado. Estos son la respuesta en frecuencia, el rechazo al modo común, ruido del sistema y tiempo de vigilancia para registradores continuos provistos con una fuente interna de alimentación eléctrica.

- **Respuesta en frecuencia**

“La respuesta en amplitud a señales sinusoidales dentro del rango de frecuencias de 0.67 Hz a 40 Hz deberá estar entre 140% y 70% (+3 dB a -3 dB) de la respuesta a 5 Hz.” (UNE – EN 60601-2-47, 2002, p. 27)

En la Figura 4.9 del apartado de la función de transferencia se puede apreciar que entra dentro de la regla impuesta por esta norma. Añadir además:

“Si el fabricante declara que el EQUIPO tiene la capacidad de medir el segmento ST, la más baja frecuencia de corte deberá ser de 0.05 Hz para un filtro paso – alto de primer orden o su equivalente funcional” (UNE – EN 60601-2-47, 2002, p. 27)

“Si el fabricante declara que el EQUIPO es capaz de registrar ECGs de niños con un peso inferior a 10 kg, la frecuencia de corte superior deberá ser al menos 55 Hz” (UNE – EN 60601-2-47, 2002, p. 27)

Cuyos requisitos también cumpliría nuestro dispositivo.

- **Rechazo en modo común**

“El rechazo en modo común deberá ser al menos de 60 dB para una señal sinusoidal a la frecuencia de la RED DE ALIMENTACIÓN, y al menos de 45 dB a dos veces la frecuencia de la RED DE ALIMENTACIÓN. La capacidad de rechazo en modo común se define como el cociente del valor $p - v$ de la interferencia a la frecuencia de la RED DE ALIMENTACIÓN y el valor $p - v$ de la señal resultante en cualquier canal de entrada de ECG, referido a la entrada” (UNE – EN 60601-2-47, 2002, p. 25)

Como se puede ver en la Tabla 4.1, el menor rechazo está cercano a los 75 dB con lo que el CMRR obtenido supera a los 60 dB requeridos a la frecuencia de red. Y como igualmente se puede extraer de la Figura 4.29, también supera el valor de 45 dB a la frecuencia doble de la red.

- **Ruido del sistema**

“El ruido interno referenciado a la entrada no deberá exceder de 50 $\mu V p - v$ sobre cualquier periodo de 10 s cuando todas las entradas están conectadas mediante una resistencia de 51 k Ω en paralelo con un condensador de 47 nF en serie con cada conexión de ELECTRODO DE PACIENTE. Cualquier filtro de corte a la frecuencia de la RED DE ALIMENTACIÓN, si está instalado, no deberá funcionar a la frecuencia de RED DE ALIMENTACIÓN apropiada durante el ensayo” (UNE – EN 60601-2-47, 2002, p. 26)

Según los valores de la Tabla 4.2, se aprecia como el sistema entra dentro del límite establecido, siendo el mayor valor 22.88 $\mu V p - v$.

- **Tiempo de vigilancia**

“Los REGISTRADORES CONTINUOS deberán ser capaces, con una FUENTE INTERNA DE ALIMENTACIÓN ELÉCTRICA totalmente cargada como especifica el fabricante, de monitorizar al menos 24 h continuamente” (UNE – EN 60601-2-47, 2002, p. 30)

Con la batería completamente cargada se consigue monitorizar alrededor de unas 12 horas seguidas, por lo que esta norma la incumple. Una posible solución sería la de incorporar una batería de mayor capacidad.

Hay que señalar, que las medias tomadas para verificar la conformidad de estos requisitos, no se pudieron efectuar mediante los ensayos expuestos en la norma, ya que no se contaba con los medios apropiados para su realización. Por lo que los resultados expuestos no servirían para validar el equipo. En caso de pretender hacer el estudio del cumplimiento de las normas, se debería proceder exactamente de la forma descrita en la norma.

Así mismo se puede comentar algún requisito que el fabricante asegura cumplir y del cual no se ha realizado ningún estudio. Como por ejemplo la impedancia de entrada, el cual la norma establece que debe ser mayor de 10 M Ω para todos los canales, y que el fabricante expone en su hoja de datos que cumple esta característica siendo típicos los 10 M Ω para el caso peor de contar con la detección de electrodo suelto con resistencia de *Pull - up*.

Finalmente hay que añadir que el equivalente americano de la norma es la ANSI/AAMI/IEC 60601-2-27:200. Comentar brevemente las diferencias con las normas vistas y comparar con los obtenidos. La impedancia de entrada comenta que debe ser de al menos 2.5 M Ω . El ruido no debe exceder de 30 $\mu V p - v$ durante 10 s. Y el ancho de banda entre 0.67 Hz y 40 Hz entra también dentro del rango del 71% al 110% sobre la señal a 5 Hz.

5 CONCLUSIONES

El trabajo realizado ha consistido en el diseño e implementación de un dispositivo inalámbrico ligero y compacto capaz de capturar durante varias horas las señales ECG, enviándolas a un ordenador donde poder monitorizarlas. También, se ha caracterizado dicho dispositivo y efectuado pruebas en situaciones reales con individuos. Además se ha comprobado en qué medida el sistema cumple la normativa para su posible puesta en el mercado.

Después del trabajo realizado y de las pruebas realizadas, se puede considerar que el dispositivo es válido para la tarea de obtener las señales cardíacas y poder representarlas y grabarlas en un terminal, como se ha visto en el apartado de pruebas y resultados, sección *ECG estándar con la máquina cardiofax V de la casa NIHON KOHDEN (modelo ECG-8270E)*. Las amplitudes e intervalos temporales que caracterizan a la señal ECG son comparables, y por lo tanto validables, para su uso en el diagnóstico médico. Lo mismo ocurre cuando se compara con el sistema que Nuubo tiene desarrollado.

En cuanto a la caracterización llevada a cabo, los valores obtenidos difieren de los señalados por el fabricante, sobre todo en lo referente al rechazo en modo común, obteniendo peores resultados. Una de las causas podría haberse debido al ruido introducido por las corrientes que emplea el módulo Bluetooth. Hay que señalar también que otra causa posible puede ser que no se han podido realizar los ensayos que los fabricantes puedan efectuar en sus instalaciones ya que éstos son en cierto modo bastante exigentes y no se ha podido disponer del material adecuado que ellos puedan tener.

Por otra parte, por lo que se refiere al cumplimiento con las normas establecidas por la *UNE-EN60601-2-47* para su uso en ambulatorios, entraría dentro de los valores requeridos para su uso siguiendo las pruebas tal y como se han realizado, exceptuando la duración del dispositivo en funcionamiento, aunque esto se puede resolver utilizando una batería de mayor duración. Cabe decir también que en este apartado de las normas no se han podido realizar los ensayos de la forma que se especifica en la norma, por lo que si finalmente se le quisiera dar un uso en hospitales y centros de salud, se deberían realizar los ensayos pertinentes.

Las mejoras que se podrían incorporar al diseño son varias: incluir el circuito de respiración así como un acelerómetro para poder hacer un mejor tratamiento a la señal y obtener mejores resultados. Añadir un lector de tarjeta de memoria micro para poder registrar la señal sin necesidad de estar situado cerca del alcance del Bluetooth, a modo de Holter, para poder hacer un mejor registro en cuando a su aplicación en deportistas se refiere. También sería interesante la oximetría ya que la mayoría de casos en los hospitales siempre va asociado al paciente en cama, la monitorización del ECG como a la del oxígeno en sangre, así como también tiene su uso en las pruebas de esfuerzo y es fácilmente implantable en los textiles inteligentes existentes.

Dado que en la actualidad cada vez se está incluyendo más en la vida cotidiana el uso de este tipo de dispositivos y el uso de textiles inteligentes para hacer más fácil la vida en el día a día a las personas, su futuro desarrollo podría estar encaminado a la implantación de sistemas que mejoren la calidad de vida de las personas con algún tipo de cardiopatía o dolencia, así como la detección temprana de enfermedades o por ejemplo determinar los factores que causan la fatiga en la conducción.

Finalmente, ya que al conseguir un tamaño reducido y ligero es posible ensamblarlo dentro de un receptáculo cómodo, es apto para su uso en textiles inteligentes, que es el uso definitivo que se le quiere dar al equipo.

6 ACRÓNIMOS E ÍNDICE DE FIGURAS

<i>AC</i>	Corriente alterna (Alternating Current)
<i>A/D</i>	Convertor analógico – digital
<i>AENOR</i>	Asociación Española de Normalización y Certificación
<i>ANSI</i>	Instituto Nacional Americano de Estandarización (American National Standards Institute)
<i>AMMI</i>	Asociación para el Avance de la Instrumentación Médica (Association for the Advancement of Medical Instrumentation)
<i>AV</i>	Auriculoventricular
<i>aVF</i>	Derivación del pie aumentada (Augmented Vector Foot)
<i>aVR</i>	Derivación derecha aumentada (Augmented Vector Right)
<i>aVL</i>	Derivación izquierda aumentada (Augmented Vector Left)
<i>BT</i>	Bluetooth
<i>BW</i>	Ancho de Banda (Band Width)
<i>CCS</i>	Code Composer Studio
<i>CEN</i>	Comité Europeo de Normalización
<i>CENELEC</i>	Comité Europeo de Normalización Electrotécnica (Comité Européen de Normalisation Electrotechnique)
<i>CM</i>	Modo común (Common Mode)
<i>CMRR</i>	Relación de rechazo al modo común (Common Mode Rejection Ratio)
<i>CS</i>	Chip Select
<i>dB</i>	Decibelio
<i>dBm</i>	Unidad de medida de potencia expresada en decibelios (<i>dB</i>) relativa a un milivatio
<i>DB15</i>	Conector de 15 pines (D-subminiature conector 15 pin)
<i>DC</i>	Corriente continua (Direct current)
<i>DR</i>	Velocidad de datos (Data Rate)
<i>DRDY</i>	Data ReaDY
<i>ECG</i>	Electrocardiograma
<i>EN</i>	Norma europea aprobada por algún Organismo de Normalización europeo
<i>ETSI</i>	Instituto Europeo de Normas de Telecomunicaciones (European Telecommunications Standards Institute)
<i>FFT</i>	Transformada de Fourier rápida (Fast Fourier Transform)
<i>FLASH</i>	Memoria de lectura y escritura

<i>FRC</i>	Oscilador RC rápido (Fast RC)
<i>GPIO</i>	Pines de entrada – salida de uso general (General Purpose Input/Output)
<i>ICD</i>	Depurador en circuito (In Circuit Debugger)
<i>ICSP</i>	Programación del circuito en serie (In-circuit serial programming)
<i>IDE</i>	Entorno de desarrollo integrado (Integrated Development Environment)
<i>IEC</i>	Comisión Electrotécnica Internacional (International Electrotechnical Commission)
<i>ISO</i>	Organización internacional para la estandarización (International Organization for Standardization)
<i>HCM</i>	Modo configuración (Host Controlled Mode)
<i>HR</i>	Alta Resolución (High Resolution)
<i>HW</i>	Hardware
<i>LA</i>	Brazo izquierdo (Left Arm)
<i>LED</i>	Diodo emisor de luz (light – Emitting Diode)
<i>LL</i>	Pierna izquierda (Left Leg)
<i>LP</i>	Bajo consumo (Lower Power)
<i>MCLR</i>	Reset asíncrono (Master Clear)
<i>NTC</i>	Coefficiente de temperatura negativo (Negative Temperature Coefficient)
<i>OPA</i>	Amplificador operacional (Operational Amplifier)
<i>PCB</i>	Placa de circuito impreso (Printed Circuit Board)
<i>PIC</i>	Microcontrolador (Peripheral Interface Controller)
<i>PIN</i>	Número de identificación personal (Personal Identification Number)
<i>PC</i>	Ordenador personal (Personal Computer)
<i>PGA</i>	Amplificador diferencial de ganancia programable (Programmable Gain Amplifier)
<i>PLL</i>	Bucle de enganche de fase (Phase Locked Loop)
<i>RA</i>	Brazo derecho (Right Arm)
<i>RLD</i>	Realimentación activa (Right Leg Derivation)
<i>RMS</i>	Valor cuadrático medio (Root Mean Square)
<i>SA</i>	Sinoauricular
<i>SCLK</i>	Reloj serie (Serial CLock)
<i>SDI</i>	Entrada de datos en serie (Serial Data Input)
<i>SDO</i>	Salida de datos en serie (Serial Data Output)
<i>SPI</i>	Interfaz periférica en serie (Serial Peripheral Interface)
<i>SPS</i>	Muestras por segundo (Samples Per Second)
<i>SRAM</i>	Memoria estática de acceso aleatorio (Static Random Access Memory)
<i>SS</i>	Selección del esclavo (Select Slave)

<i>SW</i>	Software
<i>TI</i>	Texas Instruments
<i>UART</i>	Transmisor-Receptor Asíncrono Universal (Universal Asynchronous Receiver-Transmitter)
<i>UNE</i>	Una Norma Española
<i>USB</i>	Bus universal en serie (Universal Serial Bus)
<i>VCG</i>	Vector cardiográfico
<i>WCT</i>	Terminal centro de Wilson (Wilson's Central Terminal)
<i>WU</i>	Conexión inalámbrica <i>UART</i> (Wireless <i>UART</i>)

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1 Galvanómetro de Einthoven. (Fuente: [25]).....	1
Figura 1.2 Derivaciones definidas por Einthoven. (Fuente: [4]).....	2
Figura 1.3 Derivaciones aumentadas y precordiales. (Fuente [27]).....	3
Figura 1.4 Detalle de una célula. (Fuente: [4]).....	4
Figura 1.5 Registro del flujo de corriente a través de un canal selectivo de K+. (Fuente: [4]).....	4
Figura 1.6 Fases del potencial de acción de una célula cardíaca. (Fuente: [4])	4
Figura 1.7 Potencial de acción y fuerza contráctil. (Fuente: [4])	5
Figura 1.8 Potenciales de acción característicos (milivoltios). (Fuente: [4])	5
Figura 1.9 Propagación del potencial de acción. (Fuente: [4]).....	6
Figura 1.10 Sistema de conducción del corazón. (Fuente: [26]).....	6
Figura 1.11 Ejemplo de dipolo creado por las despolarizaciones. (Fuente: [27]).....	7
Figura 1.12 Vector cardiográfico. (Fuente: [2]).....	7
Figura 1.13 Extracto del sistema de conducción eléctrica del miocardio. (Fuente: [27])	8
Figura 1.14 Proyecciones del sistema eléctrico de un corazón sano a lo largo del tiempo. (Fuente: [27]).....	8
Figura 1.15 Trazado de un ECG normal. (Fuente: [27]).....	10
Figura 1.16 Características de las señales biomédicas. (Fuente: [1]).....	11
Figura 1.17 Espectro de la señal ECG con sus principales componentes. (Fuente: [1])	11
Figura 1.18 Fuentes de ruidos e interferencias. (Fuente: [28]).....	12
Figura 1.19 Interferencia capacitiva. (Fuente: [28]).....	13
Figura 1.20 Interferencia inductiva. (Fuente: [28]).....	13
Figura 1.21 Sistema de adquisición de señales	13
Figura 1.22 Amplificador de instrumentación de 3 operacionales.....	14
Figura 1.23 Realización de la guarda activa. (Fuente: [28])	16
Figura 1.24 Circuito de realimentación activa. (Fuente: [28])	16
Figura 1.25 Airbag interior de la chaqueta de Ducati. (Fuente: [30])	18
Figura 1.26 Smart sock. (Fuente: [21])	19
Figura 1.27 Prenda para bebé. (Fuente: [21]).....	20
Figura 1.28 Smart Shirt de Sensatex. (Fuente: [21]).....	20
Figura 3.1 Esquema general del funcionamiento del sistema	22
Figura 3.2 Diagrama de bloques del hardware.....	23
Figura 3.3 Foto del HW desarrollado.....	23
Figura 3.4 Foto detalle del ADS1296.....	24
Figura 3.5 Diagrama de bloques interno del ADS1296. (Fuente: [11])	25
Figura 3.6 Foto detalle del Bluetooth.....	26
Figura 3.7 Foto detalle del PIC.	26
Figura 3.8 Foto de la zona de alimentación.....	27
Figura 3.9 Foto de la batería recargable.....	28
Figura 3.10 Características eléctricas del TPS73633. (Fuente: [8]).....	29
Figura 3.11 Variación de la corriente de carga. (Fuente: [10])	29
Figura 3.12 Esquema de comunicación del puerto SPI.....	30
Figura 3.13 Esquema de comunicación de puerto UART.....	31
Figura 3.14 Foto del encapsulado con las ranuras realizadas.....	31
Figura 3.15 Entorno de trabajo del compilador PCW.....	32
Figura 3.16 Entorno MPLAB IDE.	33
Figura 3.17 Captura de la aplicación.....	34
Figura 3.18 Diagrama de flujo para la programación del PIC24FJ.....	35
Figura 3.19 Diagrama de flujo para la configuración y puesta en marcha. (Fuente: [11]).....	36
Figura 3.20 Ajustes en modo configuración. (Fuente: [7]).....	37
Figura 4.1 Esquema para el cálculo de la ganancia diferencial.....	39
Figura 4.2 Función de transferencia $ H(f) $ a 250 SPS en modo LP.....	40
Figura 4.3 $ H(f) $ ampliada a la frecuencia de corte a -3 dB.....	40

Figura 4.4 Ganancia 12 a 1 kSPS en modo LP.	41
Figura 4.5 Ganancia 12 ampliado en la fc.	41
Figura 4.6 $ H(f) $ a 500 SPS y LP.	42
Figura 4.7 Ampliada frecuencia de corte a -3 dB.	42
Figura 4.8 Función de transferencia en modo HR a 500 SPS.	43
Figura 4.9 Ampliación a -3 dB.	43
Figura 4.10 Comparación modos HR y LP.	44
Figura 4.11 Ampliación fc de los modos HR y LP.	44
Figura 4.12 Lóbulos secundarios con 500 SPS y HR.	45
Figura 4.13 Lóbulo central ampliado a -3 dB.	45
Figura 4.14 Esquema para obtener la ganancia diferencial a 50 Hz.	46
Figura 4.15 Esquema para obtener la ganancia en modo común a 50 Hz.	47
Figura 4.16 Señal de entrada en el canal 1.	47
Figura 4.17 Espectro de potencia de la señal.	48
Figura 4.18 Espectro de potencia ampliado.	48
Figura 4.19 Espectro de potencia de la señal promediada con los picos dominantes.	49
Figura 4.20 Señal a la salida del canal 1.	50
Figura 4.21 Espectro de la señal a la salida del canal 1.	50
Figura 4.22 Espectro de la señal a la salida del canal 1 en dB.	51
Figura 4.23 Espectro ampliado.	51
Figura 4.24 Esquema para obtener el nivel de ruido por el canal 1.	52
Figura 4.25 Señal de ruido a la salida del canal para LP@250SPS.	54
Figura 4.26 Espectro de la señal de ruido a la salida en dB para LP@250SPS.	54
Figura 4.27 Señal de ruido en modo LP@1kSPS y ganancia 1.	55
Figura 4.28 FFT de la señal de ruido en modo LP@1kSPS y ganancia 1.	55
Figura 4.29 El dispositivo conectado al simulador de pacientes.	57
Figura 4.30 Señales de las derivaciones periféricas @HR500g1.	57
Figura 4.31 Señales de las derivaciones precordiales @HR500g1.	58
Figura 4.32 Extracto de 2.5 segundos de las señales @HR500g1.	58
Figura 4.33 Detalle ampliado derivación I @HR500g1.	59
Figura 4.34 Detalle derivación V3 @HR500g1.	59
Figura 4.35 Espectro derivación I @HR500g1.	60
Figura 4.36 Espectro derivación V3 @HR500g1.	60
Figura 4.37 Espectro derivación I hasta 40 Hz @HR500g1.	61
Figura 4.38 Espectro derivación V3 hasta 40 Hz @HR500g1.	61
Figura 4.39 Representación de las 6 derivaciones juntas @LP500g1.	62
Figura 4.40 Detalle derivación I @LP500g1.	62
Figura 4.41 Detalle derivación V3 @LP500g1.	63
Figura 4.42 Espectro de potencia de la derivación I @LP500g1.	63
Figura 4.43 Espectro de potencia de la derivación V3 @LP500g1.	64
Figura 4.44 Representación de las 6 derivaciones @HR500g12.	64
Figura 4.45 Detalle de la derivación I @HR500g12.	65
Figura 4.46 Detalle de la derivación V3 @HR500g12.	65
Figura 4.47 Espectro de potencia de la derivación I @HR500g12.	66
Figura 4.48 Espectro de potencia de la derivación V3 @HR500g12.	66
Figura 4.49 Representación de las 6 derivaciones sin RLD.	67
Figura 4.50 Detalle de la derivación I sin RLD.	67
Figura 4.51 Detalle de la derivación V3 sin RLD.	68
Figura 4.52 Espectro de potencia de la derivación I sin RLD.	68
Figura 4.53 Espectro de potencia de la derivación V3 sin RLD.	69
Figura 4.54 ECG simulado en un entorno ruidoso y sin RLD.	69
Figura 4.55 Espectro de potencia de la derivación V3 en un entorno ruidoso y sin RLD.	70
Figura 4.56 Típica señal de fibrilación auricular.	71
Figura 4.57 Espectro de la señal con fibrilación auricular.	71
Figura 4.58 Típica señal de fibrilación ventricular.	72

Figura 4.59 Espectro de la señal con fibrilación ventricular.....	72
Figura 4.60 Detalle del haz de His y sus ramas. (Fuente: [31])	73
Figura 4.61 Señal con bloqueo de rama derecha.....	73
Figura 4.62 Espectro de potencia de la señal con bloqueo de rama derecha.....	74
Figura 4.63 Señales vistas en el cardiofax V y nuestro equipo.....	75
Figura 4.64 Disposición de los electrodos para la captura de las señales con los dos equipos. ...	75
Figura 4.65 ECG con el cardiofax V tomado en las posiciones Mason – Likar.	76
Figura 4.66 ECG con el equipo desarrollado.	76
Figura 4.67 ECG con el cardiofax V en posición bipedestación.....	77
Figura 4.68 ECG en posición bipedestación.	77
Figura 4.69 ECG con cardiofax V con el individuo saltando.....	78
Figura 4.70 ECG con el sujeto saltando y obtenido con el equipo diseñado.	78
Figura 4.71 Diseño frontal y posterior de la banda de Nuubo.....	79
Figura 4.72 Detalle de los electros de la banda.....	79
Figura 4.73 Detalle del conector de la banda al dispositivo de Nuubo.	79
Figura 4.74 Imagen de la banda de Nuubo con los electrodos y respectivas derivaciones.	80
Figura 4.75 Señales obtenidas con el sujeto tumbado.....	80
Figura 4.76 Señales obtenidas con el sujeto caminando a 5 km/h.	81
Figura 4.77 Resultados corriendo a 6 km/h.....	81
Figura 4.78 Posición de la banda y de los electrodos de nuestro dispositivo.....	82
Figura 4.79 Señales en estado de reposo.....	82
Figura 4.80 Señales con el sujeto saltando.....	83
Figura 4.81 Detalle de las señales extraídas mediante el informe de Nubo.	83
Figura 8.1 Conexión de la herramienta ICD2.	98
Figura 8.2 Esquema de conexiones de los pines. (Fuente: [32]).....	99
Figura 8.3 Aspecto del entorno MPLAB IDE.....	99
Figura 8.4 Información en la pantalla de la conexión establecida.	100
Figura 8.5 Salida por pantalla de la programación satisfactoria.	101
Figura 8.6 Interfaz con el usuario de la aplicación.....	102
Figura 8.7 Sistema de ficheros de los registros obtenidos.	103
Figura 8.8 Señales para la comunicación por del puerto SPI del ADS1298 (8 canales). (Fuente: [11]).....	105
Figura 8.9 Modo lectura continua de datos (RDATA). (Fuente: [11]).....	106
Figura 8.10 Funcionamiento del comando RREG. (Fuente: [11]).....	106
Figura 8.11 Funcionamiento del comando WREG. (Fuente: [11]).....	107
Figura 8.12 Configuración por defecto del Bluetooth. (Fuente: [7])	117
Figura 8.13 Esquema ejemplo para enviar comandos de programación. (Fuente: [7]).....	117
Figura 8.14 Respuestas posibles como bytes de STATUS. (Fuente: [7])	117
Figura 8.15 Estructura para modificar las características del puerto serie. (Fuente: [7]).....	118
Figura 8.16 Opciones del puerto serie. (Fuente: [7])	119
Figura 8.17 Opciones del modo de seguridad. (Fuente: [7]).....	119
Figura 8.18 Fuentes de entrada seleccionables en el PIC24FJ. (Fuente: [9]).....	122
Figura 8.19 Fuentes de salida seleccionables. (Fuente: [9]).....	122
Figura 8.20 Encabezado del programa insertado en el PIC.	125
Figura 8.21 Continuación del programa insertado.	126
Figura 8.22 Función de inicialización del BT.	127
Figura 8.23 Función de inicialización del ADS1296.	128
Figura 8.24 Líneas de código a incluir para detectar la caída de electrodos.	129
Figura 8.25 Ecuaciones para el cálculo del registro UBRG. (Fuente: [9]).....	129
Figura 8.26 Ecuaciones para el cálculo del error en la tasa de velocidad. (Fuente: [9])	130
Figura 8.27 Esquemático completo del sistema diseñado.....	131
Figura 8.28 Esquemático del ADS1296 junto con los pines de entrada.	133
Figura 8.29 Esquemático del circuito de alimentación.	133
Figura 8.30 Esquemático de los pines de programación y del detector de la batería.....	134
Figura 8.31 Esquemático del Bluetooth.	134

Figura 8.32 Plano del diseño de la placa realizada.....	135
Figura 8.33 Detalle de la cara superior de la placa producida.....	136
Figura 8.34 Detalle de la cara inferior de la placa producida.....	136
Figura 8.35 Plano del encapsulado.....	137

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 4.1: Valores de rechazo en modo común.	52
Tabla 4.2: Valores de ruidos medidos durante 10 segundos.	53
Tabla 4.3: Valores de nivel de continua a la salida.	55
Tabla 8.1: Resumen de valores para el registro UBRG. (Fuente: [9])	130

7 BIBLIOGRAFÍA

- [1] Joseph D. Bronzino. (2000). *The Biomedical Engineering Handbook (2ª ed.)*. Boca Raton: CRC Press.
- [2] Willis J. Tompkins. (2000). *Biomedical digital signal processing*. New Jersey: Prentice Hall.
- [3] Eduardo García Breijo. *Compilador C CCS y simulador PROTEUS para Microcontroladores PIC*. México: Alfaomega.
- [4] Bruce M. Koeppe, Bruce A. Stanton. (2009). *Berne y Levy Fisiología (6ª ed.)*. Barcelona: Elsevier España.
- [5] CCS Inc. (2013). *CCS C Compiler Manual*. Custom Computers Services.
- [6] Free2move AB. (2006). *Extended range Bluetooth Module – F2M03GX/GXA Data sheet*. Free2move AB. [Online]. Available: http://141.83.19.17/rrMM/Boards/usb_blue-tooth_platine/datasheets/Datasheet_F2M03GX-GXA_rev_c.pdf
- [7] Free2move AB. (2013). *Design Specification. Wireless UART. Data communication*. Free2move AB. [Online]. Available: http://www.free2move.se/wp-content/uploads/2013/07/Wireless_UART_specification_RA.pdf
- [8] Texas Instruments Incorporated. (Abril 2006). *Cap-Free, NMOS, 400mA Low-Dropout Regulator with Reverse Current Protection*. Texas Instruments Incorporated. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps73630-ep.pdf>
- [9] Microchip Technology Inc. (2009). *PIC24FJ256GB110 Family Data Sheet*. Microchip Technology Inc. [Online]. Available: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/39897c.pdf>
- [10] Microchip Technology Inc. (2008). *MCP7383X Li-Ion System Power Path Management Reference Design*. Microchip Technology Inc. [Online]. Available: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/51746a.pdf>
- [11] Texas Instruments Incorporated. (Enero 2010). *Low-Power, 8-Channel, 24-Bit Analog Front-End for Biopotential Measurements*. Texas Instruments Incorporated. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ads1298.pdf>
- [12] OKW. (n.d.). *ERGO – CASE S flat*. OKW. [Online]. Available: <http://www.okw.com/en/drawings-pdf/00005998.pdf>
- [13] Varta Inc. (2006). *VARTA_EZPackL_Bateria*. [Online]. Available: http://www.varta-microbattery.com/applications/mb_data/documents/product_information/PI_56446701099.pdf
- [14] Paul Kligfield, Leonard S. Gettes, James J. Bailey, Rory Childers, Barbara J. Deal, E. William Hancock, Gerard van Herpen, Jan A. Kors, Peter Macfarlane, David M. Mirvis, Olle Pahlm, Pentti Rautaharju and Galen S. Wagner. (Febrero 23,

- 2007). *Recommendations for the Standardization and Interpretation of the Electrocardiogram: Part I: The Electrocardiogram and Its Technology: A Scientific Statement From the American Heart Association Electrocardiography and Arrhythmias Committee, Council on Clinical Cardiology; the American College of Cardiology Foundation; and the Heart Rhythm Society Endorsed by the International Society for Computerized Electrocardiology*. *Circulation*. [Online]. Available: <http://circ.ahajournals.org/content/115/10/1306>
- [15] S. Mondal. (2007). *Phase change materials for smart textiles – An overview*. Elsevier Ltd.
- [16] Manpreet Kaur, Birmohan Singh, J.S.Ubhi, Seema Rani. (2011). *Digital Filtering of ECG Signals for Removal of Baseline Drift*. International Conference on Telecommunication Technology and Applications. Singapur: IACSIT Press.
- [17] Ali Alzaidi, Linfeng Zhang, Hassan Bajwa. (n.d.). *Smart Textiles Based Wireless ECG System*.
- [18] Alberto Roldán. (n.d.). *Textiles inteligentes*. ACTA.
- [19] Cheng Sun, Jingsheng Liao, Gang Wang and Baopu Li. (Agosto 2013). *A Portable 12-Lead ECG Acquisition System*. International Conference on Information and Automation.
- [20] George E. Burch. (1985). *The History of Vectorcardiography*. *Medical history* (suplemento n° 5, pp. 103-131).
- [21] Christian Dalsgaard, Rachael Sterrett. (2014). *White paper on smart textile garments and devices: a market overview of smart textile wearable technologies*. Ohmatex Aps.
- [22] John Silberbauer. (23 Abril de 2013). *Wilson's Central Terminal, the keystone to electrogram recording – What, where and why?* EP Fellow, San Raffaele Hospital, Milán.
- [23] N I Jowett, A M Turner, A Cole, P A Jones. (2004). *Modified electrode placement must be recorded when performing 12-lead electrocardiograms*. *Postgraduate Medical Journal*. <http://pmj.bmj.com/content/81/952/122.full>
- [24] UNE-EN60601-2-47. (2002). *Equipos electromédicos; Parte 2-47: Requisitos particulares para la seguridad, incluyendo las características de funcionamiento esencial, de los sistemas de electrocardiografía ambulatoria*. AENOR M26717:2002, 2002.
- [25] http://en.wikipedia.org/wiki/String_galvanometer
- [26] <http://www.medicinapreventiva.com.ve/mobile/ekg.htm>
- [27] J. Malmivuo and R. Plonsey. (1995). *Bioelectromagnetism: Principles and Applications of Bioelectric and Biomagnetic Fields*. Oxford University Press.
- [28] <http://www.bioingenieria.edu.ar/academica/catedras/bioingenieria2/archivos/apuntes/tema%203%20-%20adquisicin%20y%20acondicionamiento%20de%20seales.pdf>

- [29] <http://biqfr.blogspot.com.es/2010/07/crean-la-primera-tela-electronica.html>
- [30] <http://www.motorcycleproneews.com/ducati-multistrada-1200-s-touring-dair-airbag-wireless/>
- [31] <http://anatomiyfisiologiacastillo.blogspot.com.es/2013/04/el-corazon.html>
- [32] http://www.microchip.com/developmenttools/getting_started/gs_mplab4.aspx

8 ANEXOS

8.1 GUÍA Y MANUAL DE USUARIO

8.1.1 Guía para la programación de la placa

Una vez se haya escrito y compilado un programa con un compilador C, se procederá a introducirlo en el *PIC* de la placa. Éste se grabará en la memoria persistente del chip, para que el programa funcione cada vez que se encienda el dispositivo. La memoria de programa con la que cuenta el chip es de hasta 256 k y es de tipo *FLASH* por lo que es no volátil y se guardan los datos aunque no se cuente con una fuente de alimentación.

El primer paso a seguir es la apertura de la caja donde se alberga la placa, es decir, quitar la tapa del encapsulado Ergo-Case. Al abrirla se podrán ver los pines de programación como se ha visto en las Figura 3.3 y Figura 3.7. La programación del *PIC* se realiza a través de la herramienta MPLAB ICD2, por lo que hay que conectarla de tal forma que quede como la de la Figura 8.1.



Figura 8.1 Conexión de la herramienta ICD2.

En el diseño de la placa, se ha asegurado que los pines correspondientes a la programación queden dispuestos siguiendo las conexiones de la Figura 8.2.

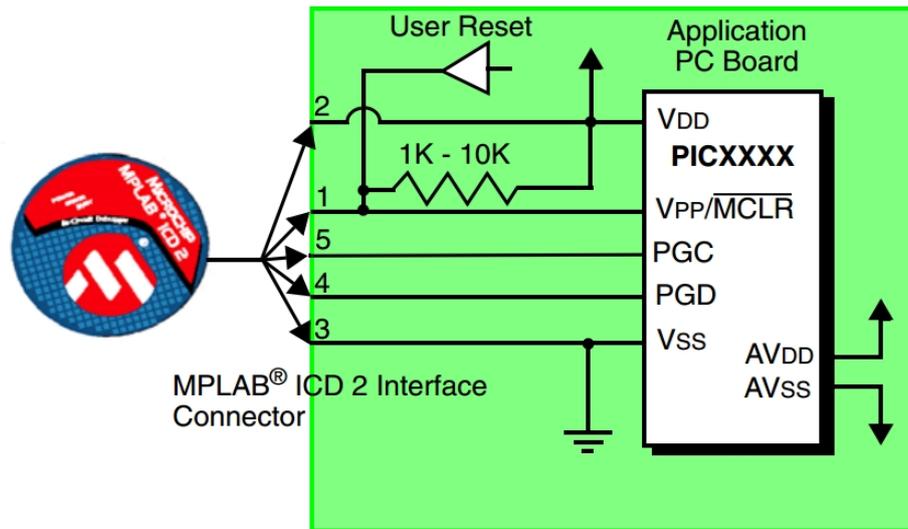


Figura 8.2 Esquema de conexiones de los pines. (Fuente: [32])

Para la correcta programación del dispositivo hay que tener en cuenta que la batería debe estar cargada, ya que la herramienta no provee de suministro eléctrico a la placa y en el caso de no estar cargada la herramienta no detectaría la presencia del dispositivo.

Una vez se haya asegurado que la batería está cargada y se ha realizado la conexión de la forma correcta, se encenderá el dispositivo. Esto se hará moviendo el interruptor a la posición de encendido.

Ahora ya se podrá abrir la aplicación MPLAB IDE v8.92 instalada en el PC desde donde se quiera realizar el programado de la placa. Una vez abierto el entorno para la programación, la pantalla tendrá el siguiente aspecto (Figura 8.3).

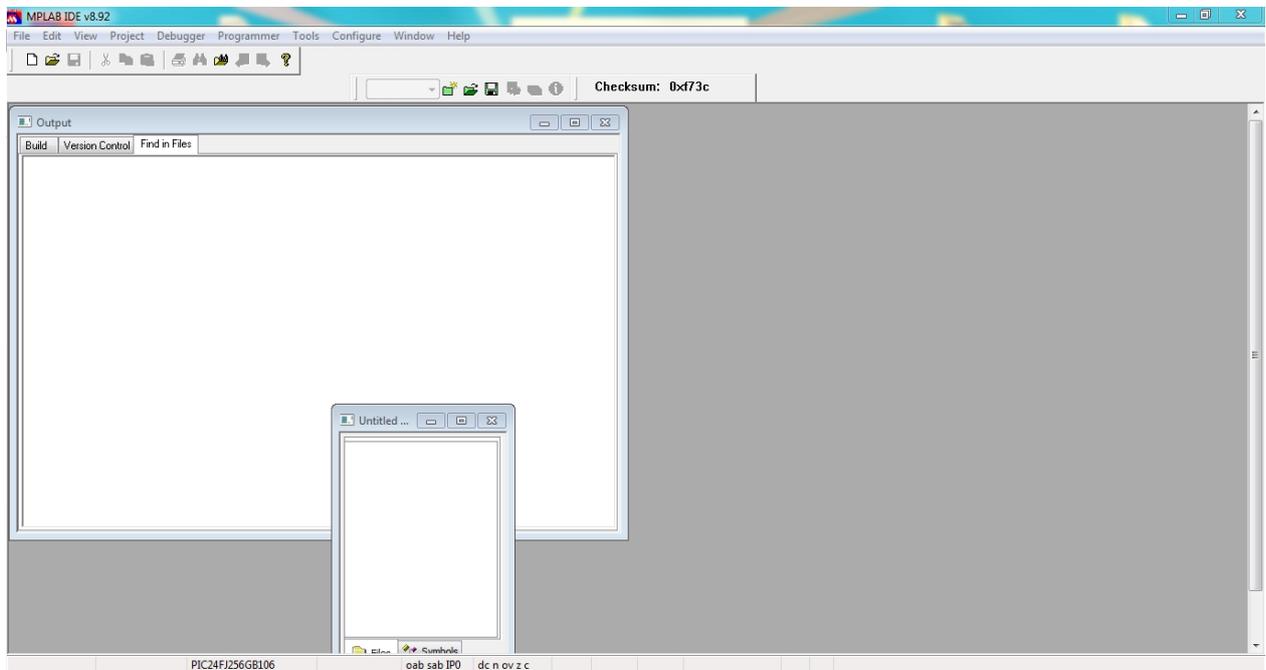


Figura 8.3 Aspecto del entorno MPLAB IDE.

Antes de poder grabar en la memoria del chip el programa, primero se deberá seguir unos pasos para la configuración del programa y de la herramienta empleada. Se irá a la barra del menú del entorno y se clicará en la pestaña:

Configure → Select Device

En *Device* se seleccionará nuestro dispositivo. En este caso el PIC24FJ256GB106. La bolita verde al lado de MPLAB ICD 2 indica que el dispositivo se puede programar mediante dicha herramienta. Se le dará al *OK* y la ventana se cerrará. Seguidamente, también en la barra de menú, se clicará en:

Programmer → Select Programmer → MPLAB ICD 2

Si todo es correcto, en la ventana de *Output* se mostrará una información como la de la siguiente figura (Figura 8.4)

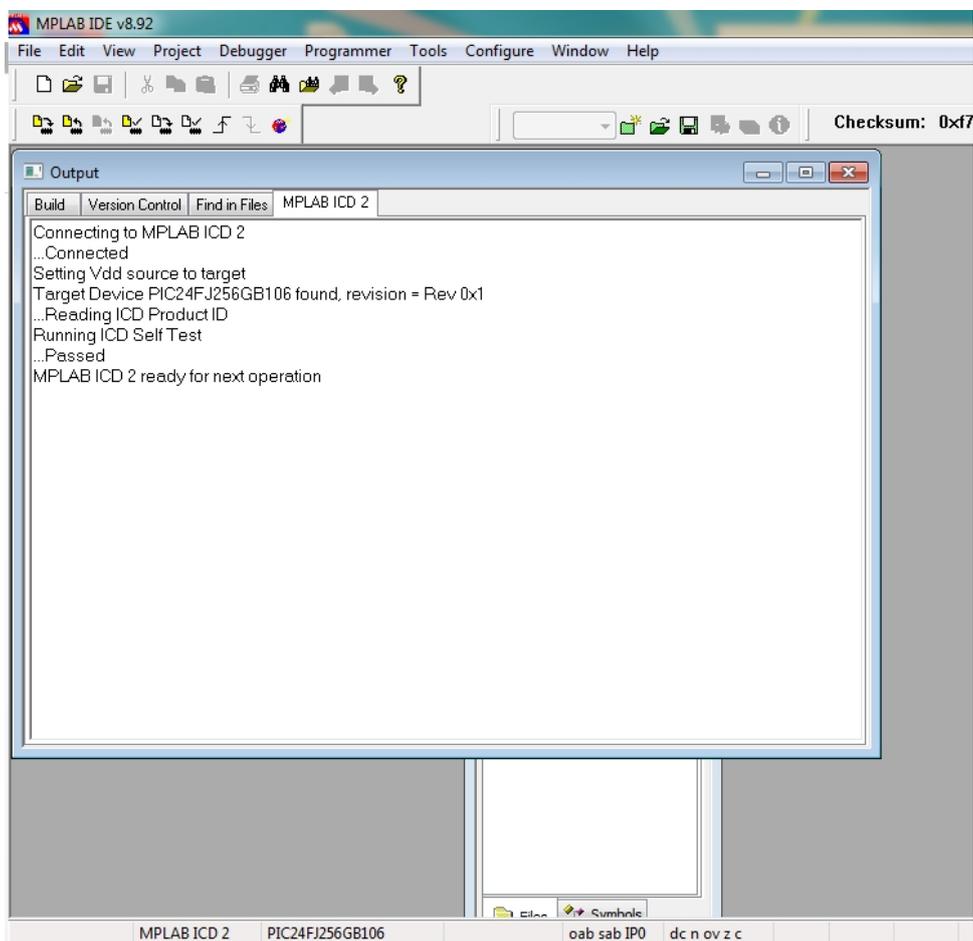


Figura 8.4 Información en la pantalla de la conexión establecida.

Ahora que la conexión ha sido establecida y que se ha detectado el dispositivo, simplemente queda importar el archivo donde tenemos el programa compilado que se desea introducir en el chip y programarlo. Para esto se clicla en:

File → Import

Donde se selecciona nuestro fichero .c y se le da al botón de *Aceptar*. Después de esto, se irá otra vez a la pestaña de *Programmer* del menú. Como se podrá comprobar se han activado nuevas casillas. Se selecciona:

Programmer → *Program*

Si la programación se ha realizado satisfactoriamente la salida por pantalla será como la mostrada en la Figura 8.5. Ahora sólo queda desenchufar la herramienta de los pines de la placa y ya se tendrá el dispositivo preparado para su uso.

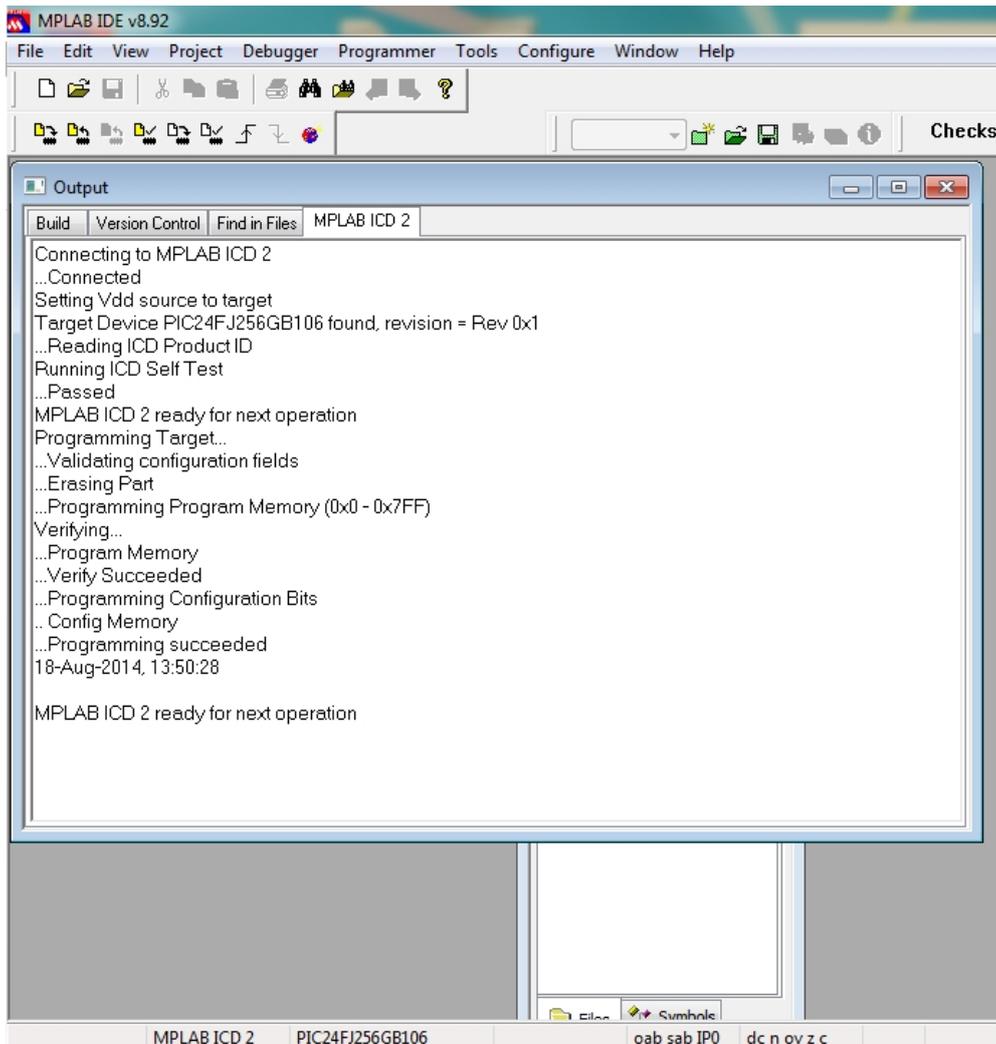


Figura 8.5 Salida por pantalla de la programación satisfactoria.

8.1.2 Manual de usuario de la aplicación de Windows

Para poder visualizar las señales que capta nuestro dispositivo, se ha empleado una aplicación para Windows que es capaz de recoger estas señales por un puerto serie establecido y representarlas gráficamente, así como guardarlas en un fichero .txt. El puerto serie será el que comunica con el Bluetooth del dispositivo.

Al abrir la aplicación *Project1.exe*, aparecerá una ventana como la mostrada en la Figura 8.6.

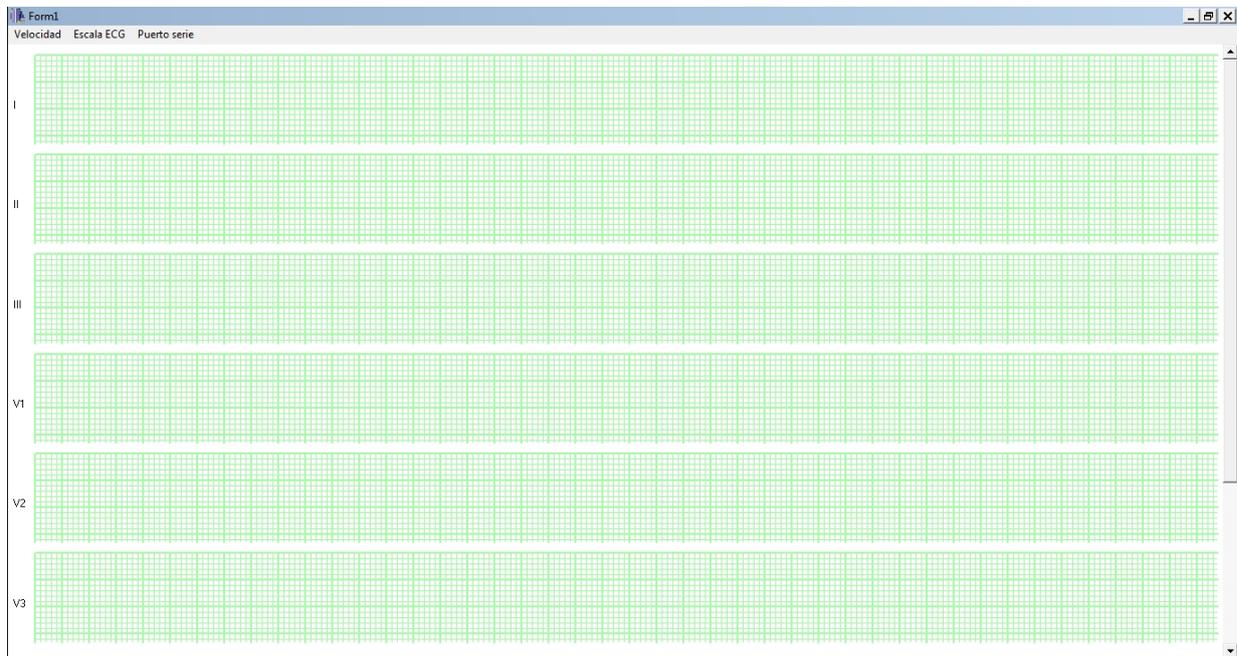


Figura 8.6 Interfaz con el usuario de la aplicación.

Para la puesta en marcha de la aplicación y poder ver las señales por pantalla simplemente hay que hacer clic en la pestaña correspondiente al puerto serie que corresponda en la barra de menú.

Puerto serie → *CommN*

Para desconectar, se debe clicar en la pestaña *Desconecta* del mismo menú. Y para poder cambiar las distintas posibilidades que ofrece a la hora de representar las señales ya sea en tiempo o en amplitud se puede modificar dentro de las pestañas:

Velocidad → *Horizontal*

o

Escala ECG → *Vertical*

Si se requiere obtener los datos tal cual se reciben, ya sea para poder trabajar las señales con otra aplicación u otra herramienta, mientras la aplicación va en marcha se guardan los datos recibidos en un fichero de texto (.txt), que se crea dentro de la carpeta donde se aloja la aplicación. Los registros de los diferentes días se van clasificando en directorios, dentro de los cuales se clasifican por la hora de creación tal como se puede ver en la Figura 8.7.

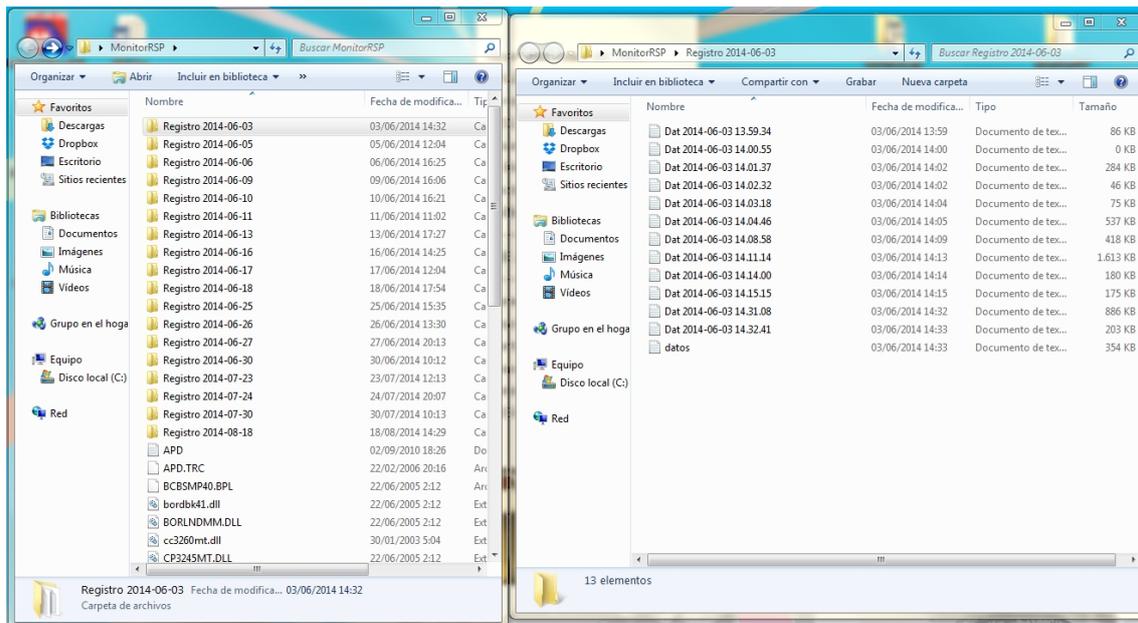


Figura 8.7 Sistema de ficheros de los registros obtenidos.

8.2 FUNCIONALIDAD

ADS1296

Convertidor analógico-digital de 6 canales de 24 bits. Amplificadores de ganancias programables (*PGA*, program gain amplifier) de 1, 2, 3, 4, 6, 8, 12. Con funciones específicas para la obtención de señales *ECG*, como la realimentación activa (*RLD*), detección de electrodo suelto, derivaciones aumentadas y precordiales gracias a los tres amplificadores disponibles para dicho uso.

Cada canal es independiente y según la configuración del multiplexor interno disponible para poder rutar sus entradas y disponer de las varias opciones de las que dispone el ADS1296. Estas opciones se pueden utilizar para poder medir las señales de *RLD*, la alimentación, generar y medir señales de test, sensor de temperatura, cortocircuitar la entrada y redirigir la salida de *RLD*.

Posibilidad de funcionar en modo de alta resolución (*HR*) o de bajo consumo (*LP*), donde la tasa de muestreo va desde los 250 *SPS* hasta los 32 *kSPS*. Pines de uso general *GPIO*, y conexión de múltiples dispositivos sincronizados con la señal *START*. Tanto reloj (2048 MHz) como las referencias necesarias disponibles internamente en el chip.

DISPOSITIVO

Se ha escogido una tasa de envío del bluetooth de 230 400 Baudios ya que es a la que mejor trabaja el Bluetooth junto con el PIC24FJ sin perder datos debido a que a tasas más altas se perdía sincronización. Esto nos limita la frecuencia de muestreo con la que se puede manejar el ADS1296.

- Para los 6 canales, 24 bits por cada canal con un muestreo de 500 *SPS*, más los 24 de estado se necesitaría una tasa mínima de 72024 Baudios ($24 + 24 \cdot 500 \cdot 6$).
- Para un muestreo de 1 *kSPS*, la tasa mínima necesaria sería de un poco más de 144 000 Baudios, Ésta sería la frecuencia de muestreo máxima a la que se puede alcanzar sin la pérdida de datos, ya que a una tasa de 2 *kSPS* se sobrepasarían los 230 400 Baudios del bluetooth.

Se puede trabajar con un reloj de 8MHz del PIC24FJ a una tasa de transferencia del ADS1296 de 250 *SPS* en modo de baja potencia, ya que en esta versión se trabaja con un menor consumo y sin pérdida de datos ya que el dispositivo debe ser móvil, funciona con una batería de 3.7 Voltios y se deberá prolongar lo máximo posible. O también con un reloj de 32MHz del PIC24FJ a 500 *SPS* en modo de alta resolución en el que se puede reducir el ruido pero a costa de un mayor consumo.

8.3 CONFIGURACIÓN DEL ADS1296

La comunicación entre el chip PIC24fj y el ADS1296 es a través del puerto *SPI* que implementan los dos chips. Dicha comunicación consiste en cuatro señales: *CS/*, *SCLK*, *DIN* y *DOUT* y se puede ver un ejemplo en la Figura 8.8 de la comunicación por el puerto SPI junto con el manejo de sus señales. La interfaz lee los datos convertidos, lee y escribe registros y controla las operaciones del ADS1296.

- *CS/* es el chip select que sirve para indicar al dispositivo cuándo debe estar preparado para poder establecer la comunicación por el puerto *SPI*.
- *SCLK* es el reloj proveniente del PIC24fj ya que es el que funciona como master. El reloj es necesario para efectuar las comunicaciones entre los dos dispositivos (PIC24FJ y ADS1296) y poder enviar y recibir datos.
- *DIN* se utiliza para los comandos y programar los registros.
- *DOUT*. Por este pin saldrán los datos de salida del ADS1296 en cada flanco de subida de la señal de *SCLK*. Estos datos constan de los 24 bits de estado más 24 bits por cada canal. $24 + 24 * 6 = 168$ bits. Los bits de estado corresponden al siguiente esquema: 1100 + **LOFF_STATP** + **LOFF_STATN** + bits[4:7] del registro de GPIO. **LOFF_STATP** y **LOFF_STATN**, como se podrá ver en el apartado de detección de electrodo suelto, indican la presencia o de un electrodo o si éste ha caído.
- La salida *DRDY/* se utiliza como una señal de estado para indicar cuando hay un dato disponible.

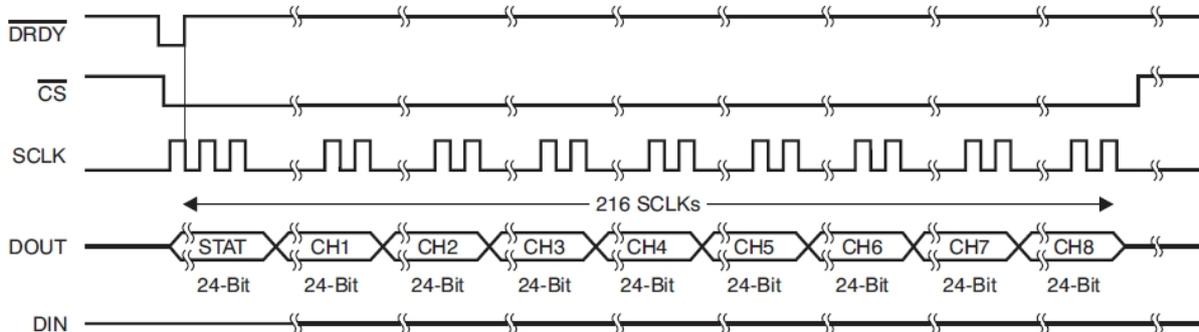


Figura 8.8 Señales para la comunicación por del puerto SPI del ADS1298 (8 canales). (Fuente: [11])

Estos son los comandos destinados al control del dispositivo.

Comando de sistema.

WAKEUP Despertar del modo standby; **0000 0010** (02h)

STANDBY Entrar en el modo de espera, standby; **0000 0100** (04h)

RESET Resetea el dispositivo; **0000 0110** (06h)

START Inicializa/restablece (sincroniza) las conversiones; **0000 1000** (08h)

STOP Para las conversiones; **0000 1010** (0Ah)

Comandos de lectura de datos.

RDATAC Activa el modo de lectura continua; **0001 0000** (10h)

SDATAC Detiene el modo de lectura continuo; **0001 0001** (11h)

RDATA Lectura por comando; **0001 0010** (12h)

Comandos para el manejo de los registros.

RREG Lee los $[n \ nnnn + 1]$ registros empezando en la dirección $r \ rrrr$; **001r rrrr 000n nnnn**

WREG Escribe los $[n \ nnnn + 1]$ registros empezando en la dirección $r \ rrrr$; **010r rrrr 000n nnnn**

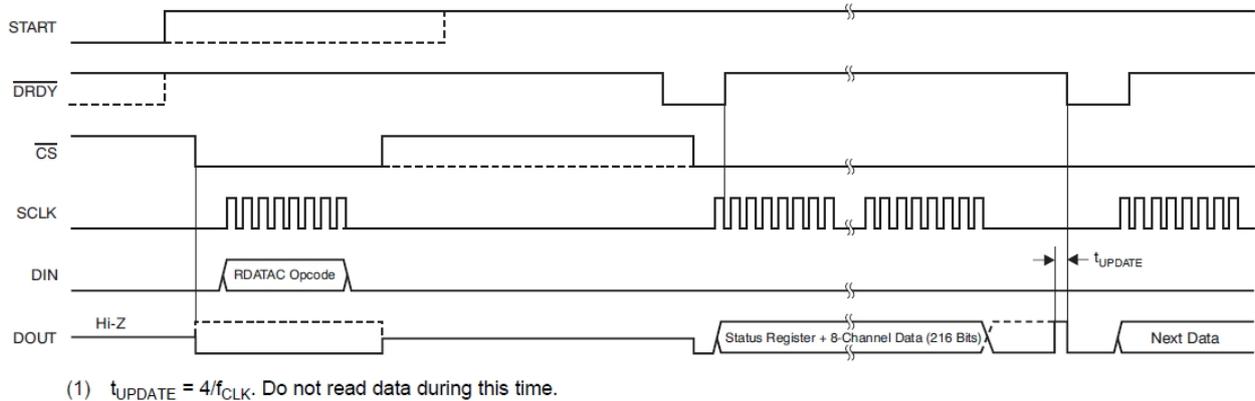
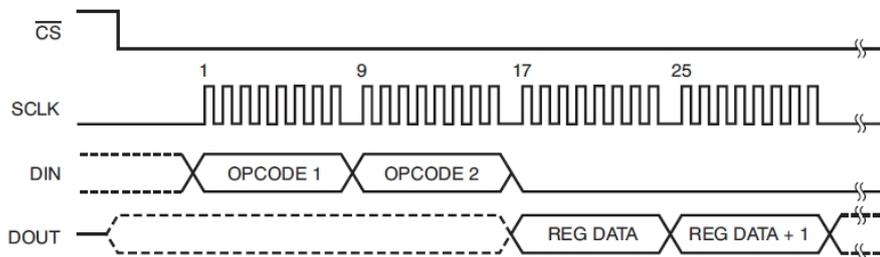


Figura 8.9 Modo lectura continua de datos (RDATAAC). (Fuente: [11])

Se muestra sobre estas líneas el modo de lectura continua de los datos, ya que éste es el que hace trabajar al ADS contantemente leyendo datos sin necesidad de esperar a que lleguen los siguientes comandos de lectura.

El ADS1296 dispone de 26 registros para su programación. El comando de lectura (RREG: read from register) para poder leer tales registros es de doble byte. El primer byte es el **001r rrrr** seguido de otro **000n nnnn**, donde el código $[r \ rrrr]$ indica la dirección inicial del registro a leer y el código $[n \ nnnn]$ es el número de registros a leer -1.



**RREG Command Example: Read Two Registers Starting from Register 00h (ID Register)
(OPCODE 1 = 0010 0000, OPCODE 2 = 0000 0001)**

Figura 8.10 Funcionamiento del comando RREG. (Fuente: [11])

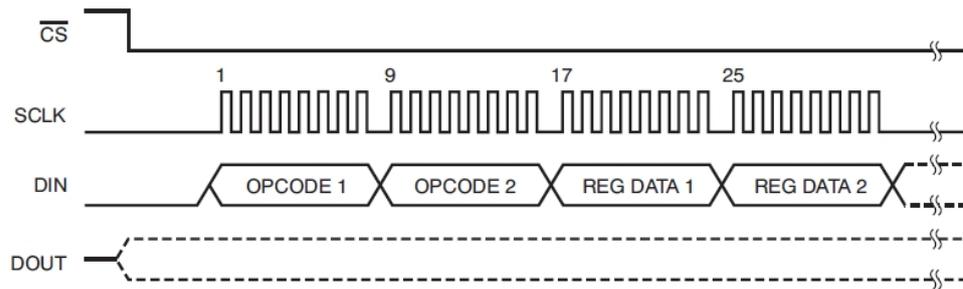
Por ejemplo, para leer solamente el registro ID; primer comando: **0010 0000**, segundo comando: **0000 0000**. Seguidamente se tendrá por el pin DOUT los datos solicitados en cada ciclo de la señal SCLK. Cada 8 ciclos tendremos un byte de datos que pertenecerá a los datos de algún registro.

Para escribir en los registros también se procede con un comando de dos bytes (WREG: write to register).

El primer byte **010r rrrr** donde $[r \ rrrr]$ es la dirección inicial de los registros a escribir.

El segundo byte es el **000n nnnn** donde $[n \ nnnn]$ es el número de registros a escribir -1.

Seguidos de los bytes para rellenar los registros



**WREG Command Example: Write Two Registers Starting from 00h (ID Register)
(OPCODE 1 = 0100 0000, OPCODE 2 = 0000 0001)**

Figura 8.11 Funcionamiento del comando WREG. (Fuente: [11])

Ejemplo para escribir solamente el registro ID; primer comando: **0100 0000**, segundo comando: **0000 0000** seguido de 1 byte de datos **XXXX XXXX**.

Para la correcta comunicación entre dispositivos es necesario configurar el puerto *SPI* correctamente y llevar a un estado en concreto al ADS1296, ya que no es posible escribir en sus registros si no está en estado parado. Para esto es necesario enviar el código **SDATAC** que para la salida de datos por **DOUT** y llevar a nivel bajo el pin de **START** ya que en el diseño, la señal **START** se ha implementado mediante el **PIN_F4** del PIC24FJ.

Ejemplo de código CCS para programar el puerto *SPI* y llegar el ADS1296 a un estado en el que se pueda escribir en sus registros:

```
#pin_select SDO1 = PIN_F5
#pin_select SDI1 = PIN_B9
#pin_select SCK1OUT= PIN_B14
#byte      SPI1BUF = 0x0248
#define CS      PIN_B15
#define STRT    PIN_F4
#define DRDY    PIN_B8

#define WAKEUP    0b00000010
#define STANDBY  0b00000100
#define RESET     0b00000110
#define START     0b00001000
#define STOP      0b00001010
#define RDATACT   0b00010000
#define SDATACT   0b00010001
#define RDATA     0b00010010
#define RREG0     0b00100000
#define WREG0     0b01000000
```

```
setup_SPI(SPI_MASTER | SPI_L_TO_H | SPI_XMIT_L_TO_H | SPI_CLK_DIV_2 |
SPI_MODE_8B); // El PIC24FJ trabaja como master, con comunicación a 8 bits.
```

```
output_low(CS);
SPI_write(RESET);
output_low(STRT);
SPI_write(SDATACT);
```

Programa ejemplo en CCS para el *PIC C Compiler* para programar el registro **CONFIG1** que corresponde a la dirección 01h del mapa de registros del chip ADS1296 de Texas Instruments.

```
SPI_write(WREG0+1); SPI_write(0);
// CONFIG1
// HR | -DAISY_EN | CLK_EN | 0 | 0 | DR2 | DR1 | DR0
SPI_write(0b00100110);
```

Configuración de las entradas

A través de los bits **CHnSET[2:0]** de cada canal, se puede configurar el tipo de entrada. Esto se debe al multiplexor que hay en la entrada y el cual se debe programar.

MUXn[2:0]:

Estos bits seleccionan el modo de entrada de cada canal.

- 000 = Electrodo normal (por defecto).
- 001 = Entrada cortocircuitada (para medidas de offset o de ruido).
- 010 = Utilizado junto al bit RLD_MEAS para medidas del *RLD*.
- 011 = MVDD para medir alimentaciones.
- 100 = Sensor de temperatura.
- 101 = Señal de test.
- 110 = RLD_DRP (el electrodo positivo es el que conduce el *RLD*).
- 111 = RLD_DRN (el electrodo negativo es el que conduce el *RLD*).

Ejemplo programa CCS para cortocircuitar las entradas de los 6 canales.

```
SPI_write(WREG0+5); SPI_write(5);
// CHnSET
// PDn | GAINn2 | GAINn1 | GAINn0 | 0 | MUXn2 | MUXn1 | MUXn0
for(i=0; i<6; i++)
SPI_write(0b00010001); // Activar canal - Entradas cortocircuitadas
```

Ganancias

La ganancia programable de cada canal se puede variar individualmente en las cantidades de 1,2,3,4,6,8,12 mediante los bits **GAIN[2:0]** de los registros **CHnSET** que corresponden a las direcciones 05h a 0Ah del mapa de registros, los bits **CHnSET[6:4]**. Donde **n** indica el número de canal que le corresponde.

GAIN[2:0]:

Estos bits determinan la ganancia PGA de cada canal.

- 000 = 6 (por defecto)
- 001 = 1
- 010 = 2
- 011 = 3
- 100 = 4
- 101 = 8
- 110 = 12

Ejemplo de programa CSS para programar los distintos canales disponibles con una ganancia de 1 y que funcionen como un electrodo normal.

```
SPI_write(WREG0+5); SPI_write(5);
// CHnSET
// PDn | GAINn2 | GAINn1 | GAINn0 | 0 | MUXn2 | MUXn1 | MUXn0
```

```
for(i=0; i<6; i++)
  SPI_write(0b00010000); // Canal activado - Ganancia= 1 - modo electrodo normal
```

Para cambiar la ganancia de cada canal sólo hay que ir a los bits destinados a ellos en el registro CHnSET perteneciente a cada canal. Si se precisa una ganancia de 12 sólo en el canal 2, se deberán programar los registros de la siguiente manera:

```
SPI_write(WREG0+6); SPI_write(0);
// CH2SET
// PDn | GAINn2 | GAINn1 | GAINn0 | 0 | MUXn2 | MUXn1 | MUXn0
for(i=0; i<6; i++)
  SPI_write(0b01100000); // Canal 2 activado - Ganancia= 12 - modo electrodo normal
```

Velocidad de datos

Se puede variar la velocidad de muestreo cambiando los bits **DR[2:0]** del registro **CONFIG1**.

La velocidad dependerá también del modo en el que se haga funcionar el ADS1296. Si se le hace funcionar en alta resolución (*HR*: high resolution) o en bajo consumo (*LP*: lower power) cambiando el bit 7 de **CONFIG1**; '0' para *LP* y '1' para *HR*, por defecto estará en *LP*.

BIT	DATA RATE	HIGH-RESOLUTION MODE	LOW-POWER MODE
000	f _{MOD} /16	32kSPS	16kSPS
001	f _{MOD} /32	16kSPS	8kSPS
010	f _{MOD} /64	8kSPS	4kSPS
011	f _{MOD} /128	4kSPS	2kSPS
100	f _{MOD} /256	2kSPS	1kSPS
101	f _{MOD} /512	1kSPS	500SPS
110	f _{MOD} /1024	500SPS	250SPS (defecto)
111	No se utiliza	n/a	n/a

Ejemplo en CCS:

```
SPI_write(WREG0+1); SPI_write(0);
// CONFIG1
// HR | -DAISY_EN | CLK_EN | 0 | 0 | DR2 | DR1 | DR0
SPI_write(0b10000110); // HR - 500 SPS
```

Señales de test

Para poder utilizar las entradas de cada canal como entradas de una señal de test, intervienen unos cuantos registros que hay que configurar. Tales como el **CONFIG1** para establecer la velocidad de muestreo, **CHnSET** de cada canal para activarlas y establecer las entradas como entradas de las señales de test y la ganancia de dicho canal.

En **CONFIG2** situado en la dirección 02h del mapa de registros, variando el bit 2 (TEST_AMP) se establece la amplitud de la señal, y los bits[1:0] (TEST_FREQ) para determinar la frecuencia de la señal.

TEST_AMP:

0 = $1 \times -(V_{REFP} - V_{REFN})/2.4\text{mV}$ (por defecto)

1 = $2 \times -(V_{REFP} - V_{REFN})/2.4\text{mV}$

TEST_FREQ[1:0]:

00 = Pulso a fCLK/221 (por defecto)

01 = Pulso a fCLK/220

10 = No se utiliza

11 = DC

Ejemplo de un programa CCS para configurar el canal 1 como entrada de la señal de test e inactivar el resto.

```

SPI_write(WREG0+1); SPI_write(0);
// CONFIG1
// HR | -DAISY_EN | CLK_EN | 0 | 0 | DR2 | DR1 | DR0
SPI_write(0b00000101); // LP - 500 SPS

SPI_write(WREG0+2); SPI_write(0);
// CONFIG2
SPI_write(0b00110000); // Config señal de test interna

SPI_write(WREG0+5); SPI_write(0);
// CH1SET
SPI_write(0b00010101); // Canal 1 activado - Ganancia= 1 - Señal de test

SPI_write(WREG0+6); SPI_write(4);
// CHnSET {2 - 6}
// PDn | GAINn2 | GAINn1 | GAINn0 | 0 | MUXn2 | MUXn1 | MUXn0
for(i=0; i<5; i++)
SPI_write(0b10010001); // Canales del2 al 6 desactivados - Entradas cortocircuitadas

```

Realimentación activa

El dispositivo puede trabajar con o sin realimentación activa (*RLD*: right leg derivation) que permite disminuir el ruido en las señales de las derivaciones reduciendo las interferencias. En circuito *RLD* mide el modo común de los electrodos seleccionados y establece una realimentación negativa dirigida hacia el cuerpo del paciente. Para configurar y activar la realimentación y poder disponer de ella en el pin **RLDOUT** del dispositivo hay que programar diferentes registros.

En **CONFIG3**, en la dirección 03h del mapa de registros, se encuentran los bits de **RLDREF_INT** (bit 3) para poder activar la señal de referencia necesaria para obtener la realimentación. Y el bit **PD_RLD/** (bit 2) que activa el funcionamiento.

RLDREF_INT:

0 = RLDREF señal alimentada externamente (default)

1 = RLDREF señal generada internamente (AVDD – AVSS)/2

PD_RLD:0 = *RLD* está desactivada (default)1 = *RLD* está activa

Mediante los registros **RLD_SENSP** (dirección 0Dh) y **RLD_SENSN** (dirección 0Eh) se pueden seleccionar los canales positivos y negativos de cada canal necesarios para obtener la señal de realimentación activa.

Ejemplo de cómo se deberían configurar estos registros para que la *RLD* funcione:

WREG RLD_SENSP 0x07 // *Selecciona los canales 1—3 Positivos para medir la señal de RLD*

WREG RLD_SENSN 0x07 // *Selecciona los canales 1—3 Negativos para medir la señal de RLD*

WREG CONFIG3 b'x1xx 1100 // *Activa el amplificador destinado para la realimentación y activa la señal de voltaje interna RLDREF.*

Redirigir y medir la señal RLDOUT

El ADS1296 cuenta con la posibilidad de poder redirigir o medir la señal **RLDOUT** a través de un canal, perdiendo la posibilidad de utilizar ese canal como electrodo normal. Esto es posible conectando dicho pin del canal con el pin **RLDIN**. En el caso que nos ocupa, esto no es posible porque se han empleado todas las entradas disponibles de todos los canales para obtener las 6 derivaciones, las tres periféricas y tres precordiales. Por lo cual se trabaja directamente con la salida **RLDOUT** para generar la realimentación activa que ofrece el dispositivo ADS1296.

Ejemplo de cómo configurar los registros destinados a estas funciones en caso de conectar el pin **RLDOUT** con **RLDIN**:

WREG CONFIG3 b'xxx1 1100 // *Encendido del amplificador RLD, RLDREF generada internamente, activar el bit para la medición de RLD.*

WREG CH4SET b'1xxx 0111 // *Redirigir RLDIN al canal 4 N.*

WREG CH5SET b'1xxx 0010 // *Redirigir RLDIN para ser medido por el canal 5.*

Marcapasos externo (PACE).

Debido a las altas velocidades de muestreo, hasta 32 kSPS, se hace posible la detección del PACE, utilizando tanto un circuito externo como por software.

Ejemplo configuración mediante circuito externo:

WREG PACE b'0001 0101 // *Encendido del amplificador PACE y selección del canal 5 y 6 para la salida de la detección del PACE.*

Detección de electrodo suelto

Para la correcta toma de las señales *ECG* es necesario saber si el electrodo está correctamente conectado y estar continuamente monitorizando el estado de dicho electrodo durante todo el periodo de adquisición. Para esto, el dispositivo ADS1296 cuenta con varias estrategias a la hora de detectar la correcta unión del electrodo a la piel.

El principio básico es inyectar una señal de excitación y medir la respuesta para determinar si el electrodo ha caído. La diferencia de los métodos radica en las frecuencias de la señal inyectada. Para activar la selección de que canales se va a efectuar la detección se emplean los registros **LOFF_SENSP** y **LOFF_SENSN** (0F y 10h respectivamente) ya sean para la parte P o N de cada canal.

➤ Detección en DC

La señal utilizada en este caso será una en continua (DC). Se puede elegir generar la señal a través de una resistencia de pull-up/pull-down o una fuente/sumidero de corriente mediante el bit **VLEAD_OFF_EN** del registro **LOFF** (dirección 04h del mapa de registros).

- 0 = Modo fuente de corriente (default)
- 1 = A través de resistencia de pull-up/pull-down

Un lado del canal se conecta a la alimentación y el otro lado a tierra. La resistencia pull-up y la resistencia de pull-down se pueden intercambiar estableciendo correctamente los bits del registro **LOFF_FLIP**. En caso de fuente de corriente/sumidero, la magnitud de la corriente se puede ajustar mediante el uso de la

ILEAD_OFF [1:0] bits en el registro **LOFF**. La fuente de corriente/sumidero da mayor impedancia de entrada en comparación con los 10M de resistencia pull-up/pull-down.

Cuando un electrodo ha caído, las resistencias de pull-up/pull-down saturan el canal, y mediante un comparador de 4 bits podemos saber si el electrodo perteneciente a la parte P o N de cada canal está saturado y por lo tanto desconectado. Para establecer el umbral para poder comparar se utilizan los bits **COMP_TH[2:0]** del registro **LOFF**.

COMP_TH[2:0]:

Comparador para la cara P-ositiva del canal

- 000 = 95% (default)
- 001 = 92.5%
- 010 = 90%
- 011 = 87.5%
- 100 = 85%
- 101 = 80%
- 110 = 75%
- 111 = 70%

Comparador para la cara N-egativa del canal

- 000 = 5% (default)
- 001 = 7.5%
- 010 = 10%
- 011 = 12.5%
- 100 = 15%
- 101 = 20%
- 110 = 25%
- 111 = 30%

El estado de la salida de los comparadores se almacena en los registros **LOFF_STATP** y **LOFF_STATN** pertenecientes a las direcciones 12h y 13h. Estos bits están disponibles como parte de la palabra **STAT** del flujo de datos de salida en **DOUT**. Si no se utiliza la detección de electrodo suelto los comparadores deben de ser apagados mediante el bit **PD_LOFF_COMP/** del registro **CONFIG4**.

PD_LOFF_COMP/:

- 0 = Lead-off comparadores desactivados (default).
- 1 = Lead-off comparadores activados.

Código ejemplo para configurar la detección de electrodo suelto a través de resistores de pull-up/pull-down en todos los canales

WREG LOFF 0x13 // *Detección en DC, Umbral del comparador al 95% y 5%, resistencia de pull-up/pull-down*

WREG CONFIG4 0x02 // *Activar los comparadores*

WREG LOFF_SENSP 0xFF // *Detección de la parte P de todos los canales*

WREG LOFF_SENSN 0xFF // *Detección de la parte N de todos los canales*

Observar los bits de estado de los datos de salida para monitorizar el estado de los electrodos.

➤ **Detección en AC**

Este método utiliza una señal en alterna fuera de banda para la señal de excitación. La señal pasa por un filtro anti-aliasing para eliminar el aliasing. La frecuencia es fija pero depende en función de la velocidad de muestreo, $f_{DR}/4$ y se activa mediante los bits **FLEAD_OFF[1:0]** de **LOFF**.

FLEAD_OFF[1:0]:

00 = Cuando los bits de LOFF_SENSP o LOFF_SENSN están activados, asegurar estos bits

a 01 o 11 (default)

01 = Detección en AC a $f_{DR}/4$

10 = No se usa.

11 = Activa la detección en DC.

Esta señal se pasa a través del canal y se mide a la salida. Mediante la medición de la magnitud de la señal de excitación en el espectro de salida, se puede calcular el estado de lead-off.

WREG LOFF 0x11 // *Detección en AC*

WREG LOFF_SENSP 0xFF // *Detección de la parte P de todos los canales*

WREG LOFF_SENSN 0xFF // *Detección de la parte N de todos los canales*

Observar las señales de salida para monitorizar el estado de los electrodos.

Detección del electrodo suelto en el RLD

No es posible efectuar la detección del electrodo *RLD* durante el funcionamiento normal del dispositivo ya que es necesario que el amplificador del *RLD* este apagado. Durante el encendido se puede proceder a la detección del electrodo mediante una corriente o un voltaje con una resistencia de pull-down, junto con el comparador y los umbrales establecidos en **LOFF**.

En el registro de **CONFIG3**, con el bit **RLD_LOFF_SENS** se puede activar la detección del electrodo de la realimentación activa y con la lectura del bit **RLD_STAT** se puede determinar el estado del electrodo.

RLD_LOFF_SENS:

0 = *RLD* detección desactivada (default).

1 = *RLD* detección activada.

RLD_STAT:

0 = *RLD* está conectado (default).

1 = *RLD* no conectado.

PD_RLD/:

Para apagar y encender el amplificador de *RLD*.

0 = amplificador *RLD* apagado (default)

1 = amplificador *RLD* activado.

Código CCS para ver el estado del electrodo de la realimentación activa:

```

SPI_write(WREG0+3); SPI_write(0);
// CONFIG3
SPI_write(0b11001010); // Activar 2.4 V referencia interna | activar referencia RLD /
apagar amplificador RLD | activar detección RLD

SPI_write(WREG0+4); SPI_write(0);
// LOFF
SPI_write(0b00000011); // Detección en DC

SPI_write(WREG0+23); SPI_write(0);
// CONFIG4
SPI_write(0b00000010); // Activar los comparadores

SPI_write(RREG0+3); SPI_write(0); // Leer el bit RLD_STAT
rldStat = SPI_read(0);

```

Centro terminal de Wilson (WCT)

Para poder obtener las derivaciones precordiales, es necesario generar la tensión del centro terminal de Wilson, el cual se define como la media del brazo derecho (RA), el brazo izquierdo (LA) y la pierna izquierda (LL).

El chip ADS1296 dispone de tres amplificadores (WCT_a , WCT_b , WCT_c) de bajo ruido para poder generar la tensión de WCT , la cual está disponible en el pin WCT . Para configurar esta función son necesarios los registros **CONFIG2** donde el bit **WCT_CHOP** determina si la frecuencia de corte de los amplificadores de WCT son variables o fijos.

WCT_CHOP:

- 0 = Frecuencia de corte varía según f_{DR}
- 1 = Frecuencia de corte es fija a $f_{MOD}/16$

Las frecuencias según las que varía son:

CONFIG1.DR[2:0]	BIT CONFIG2.WCT_CHOP = 0
000	$f_{MOD}/16$
001	$f_{MOD}/32$
010	$f_{MOD}/64$
011	$f_{MOD}/128$
100	$f_{MOD}/128$
101	$f_{MOD}/128$
110	$f_{MOD}/128$

Los registros **WCT1** y **WCT2** (direcciones 18h y 19h), que sirven para activar o desactivar los amplificadores y determinar que entradas se redirigen hacia cada amplificador, sólo se pueden redirigir los 4 primeros canales.

PD_WCTA:

- 0 = Amplificador A apagado (default)
- 1 = Encendido

WCTA[2:0]:

Estos bits seleccionan uno de los ocho electrodos que se quieren conectar como entrada al amplificador *WCTa*. Típicamente se conecta el que es el **RA**.

- 000 = Entrada del canal 1 positivo conectado al amplificador *WCTa* (default)
- 001 = Entrada del canal 1 negativo conectado al amplificador *WCTa*
- 010 = Entrada del canal 2 positivo conectado al amplificador *WCTa*
- 011 = Entrada del canal 2 negativo conectado al amplificador *WCTa*
- 100 = Entrada del canal 3 positivo conectado al amplificador *WCTa*
- 101 = Entrada del canal 3 negativo conectado al amplificador *WCTa*
- 110 = Entrada del canal 4 positivo conectado al amplificador *WCTa*
- 111 = Entrada del canal 4 negativo conectado al amplificador *WCTa*

PD_WCTB:

- 0 = Amplificador B apagado (default)
- 1 = Encendido

WCTB[2:0]:

Estos bits seleccionan uno de los ocho electrodos que se quieren conectar como entrada al amplificador *WCTb*. Típicamente se conecta el que es el **LA**.

- 000 = Entrada del canal 1 positivo conectado al amplificador *WCTb* (default)
- 001 = Entrada del canal 1 negativo conectado al amplificador *WCTb*
- 010 = Entrada del canal 2 positivo conectado al amplificador *WCTb*
- 011 = Entrada del canal 2 negativo conectado al amplificador *WCTb*
- 100 = Entrada del canal 3 positivo conectado al amplificador *WCTb*
- 101 = Entrada del canal 3 negativo conectado al amplificador *WCTb*
- 110 = Entrada del canal 4 positivo conectado al amplificador *WCTb*
- 111 = Entrada del canal 4 negativo conectado al amplificador *WCTb*

PD_WCTC:

- 0 = Amplificador C apagado (default)
- 1 = Encendido

WCTC[2:0]:

Estos bits seleccionan uno de los ocho electrodos que se quieren conectar como entrada al amplificador *WCTc*. Típicamente se conecta el que es el **LL**.

- 000 = Entrada del canal 1 positivo conectado al amplificador *WCTc* (default)
- 001 = Entrada del canal 1 negativo conectado al amplificador *WCTc*
- 010 = Entrada del canal 2 positivo conectado al amplificador *WCTc*
- 011 = Entrada del canal 2 negativo conectado al amplificador *WCTc*
- 100 = Entrada del canal 3 positivo conectado al amplificador *WCTc*
- 101 = Entrada del canal 3 negativo conectado al amplificador *WCTc*
- 110 = Entrada del canal 4 positivo conectado al amplificador *WCTc*
- 111 = Entrada del canal 4 negativo conectado al amplificador *WCTc*

Cómo programar tales registros en CCS:

```
SPI_write(WREG0+2); SPI_write(0);
// CONFIG2
SPI_write(0b00100000); // Frecuencia de corte fija a fMOD/16

SPI_write(WREG0+24); SPI_write(0);
// WCT1
SPI_write(0b00001001); // Encendido del amplificador WCTa y establecer el electrodo
del canal 1 N como RA.
```

```

SPI_write(WREG0+25); SPI_write(0);
// WCT2
SPI_write(0b11000010); // Encendido de WCTb y WCTc. Establecer el canal 1 P como
LA y el 2 P como LL.

```

Derivaciones aumentadas

En ciertas aplicaciones es más conveniente poder obtener las derivaciones aumentadas analógicamente. Rutando adecuadamente los canales el dispositivo es capaz de generar las señales promedio necesarias para las derivaciones aumentadas y poder disponer de ellas en la parte negativa de los canales 4, 5 y 6 para el ADS1296. Esto lo consigue mediante los amplificadores *WCT*. Por ejemplo, si se precisa la derivación aumentada $aVL = LA - (RA + LL) / 2$, se obtendrá en el canal 5. Para esto debemos activar los amplificadores *WCTa* y *WCTc*, activar el bit **aVL_CH5** del registro *WCT1* y en los registros *WCTA[2:0]* y *WCTC[2:0]* indicar que canales corresponden a los electrodos RA y LL. Con esto se logrará la media en la cara N del canal 5. Para obtener a la salida del canal 5 la señal aVL se debe introducir por el canal 5 P la señal que provenga del electrodo LA.

En el diseño implementado no se puede disponer de esta función ya que todos los canales son utilizados para poder obtener tres derivaciones precordiales.

Configuración de los registros para sacar sólo la derivación aVL por el canal 5.

```

SPI_write(WREG0+24); SPI_write(0);
// WCT1
SPI_write(0b01001001); // Encendido del amplificador WCTa y establecer el electrodo
del canal 1 N como RA.

SPI_write(WREG0+25); SPI_write(0);
// WCT2
SPI_write(0b10000010); // Encendido de WCTc. Establecer el canal 2 P como LL.

```

8.4 CONFIGURACIÓN DEL BLUETOOTH F2M03GXA

El firmware del bluetooth ofrece un canal de datos asíncrono capaz de realizar comunicaciones full dúplex. El dispositivo de *WU* (Wireless *UART*) está configurado para funcionar en un modo predeterminado que permite al usuario comunicarse con él a través del canal de datos asíncrono. En este mismo modo se pueden introducir los comandos para poder configurar y reprogramar el dispositivo siempre que no haya una conexión de bluetooth establecida.

Figura 8.12, configuración predeterminada en el dispositivo:

Parameter	Default Value
Operating mode	Endpoint (Bluetooth Slave)
Connect accept rule	Accepts all devices
Security mode	Security off
Encryption mode	Encryption off
PIN code	"0000" in ASCII format
Local Bluetooth name	Free2move WU
Local SDP-service name	SerialPort
Baud rate	38400
Data bits	8
Parity	None
Stop bits	1
Hardware flow control	On
Override serial baud rate	Disabled
Throughput/latency mode	Throughput
Link supervision timeout	20sec
Inquiry scan interval	1.28sec
Inquiry scan window	11.25ms
Page scan interval	1.28sec
Page scan window	11.25ms
Low power mode	Disabled
Class of device	Uncategorized
Default transmit power	+4dBm
Maximum transmit power (Class1)	+20dBm
Maximum transmit power (Class2)	+4dBm
Connection established notification mode	Disabled
Connection closed notification mode	Disabled
Emulate serial handshaking lines	Disabled
Override serial port baud rate	Disabled
Quality of service setup	Disabled
Remote RFCOMM server channel	Disabled

Figura 8.12 Configuración por defecto del Bluetooth. (Fuente: [7])

Esto permite al usuario enviar datos vía Bluetooth, sin enviar ningún tipo de comando de configuración, a una velocidad de 38 400 bps y totalmente transparente entre los dos dispositivos conectados.

Para poder configurar al inicio el dispositivo se deben introducir los comandos con señales de tales características anteriormente mostradas (Figura 8.12) y siempre asegurándose de que no haya ninguna conexión de Bluetooth establecida.

Los datos son transferidos como paquetes de datos siguiendo un esquema como el de la Figura 8.13, y después de cada paquete el *BT* devuelve una determinada respuesta (byte de *STATUS*) para indicar si ha llegado correctamente o ha habido algún error (Figura 8.14).

Command	Length	Command Parameter 1
0x01	0x04	CODE

Figura 8.13 Esquema ejemplo para enviar comandos de programación. (Fuente: [7])

Value	Parameter Description
0x01	Command success
0xFC	RF not ready
0xFD	Command invalid parameter
0xFE	Command failed
0xFF	Command error

Figura 8.14 Respuestas posibles como bytes de *STATUS*. (Fuente: [7])

Los pasos a seguir para poder configurar el dispositivo correctamente son los siguientes:

- Entrar en *Host Controlled Mode* (Envío de su comando seguido de su longitud y parámetros)
- Envío de las siguientes configuraciones siguiendo el mismo esquema anterior (Figura 8.13)
- Envío del comando *Run* para acabar con la configuración y poner en marcha el funcionamiento del dispositivo.

Una vez entrado en el *HCM*, se pueden enviar varios tipos de comandos:

- Configuración
- Información
- De reinicio software/hardware.
- De consulta (búsqueda de dispositivos Bluetooth)
- De emparejamiento y de seguridad (seguridad de dispositivos - autenticación y cifrado)
- Control
- Configuración avanzadas

Todas las configuraciones se guardarán en memoria permanente.

Código introducido como parámetro para entrar en el modo HCM:

CODE
0xFF, 0x00, 0x55, 0xAA CODE to switch to HCM

Size: 4 bytes

Una vez dentro del *HCM* el dispositivo no aceptará ninguna solicitud de conexión y se podrán enviar los comandos de configuración.

Comandos de configuración

- Puerto serie

Para poder cambiar la configuración del puerto serie hay que introducir los comandos como en la Figura 8.15, donde las opciones son las descritas en la Figura 8.16.

Command	Length	Command parameter 1	Command parameter 2	Command parameter 3	Command parameter 4	Command parameter 5
0x15	0x05	BAUD_RATE	FLOW_CONTROL	PARITY	DATA_BITS	STOP_BITS

Figura 8.15 Estructura para modificar las características del puerto serie. (Fuente: [7])

BAUD_RATE:		Size: 1 byte
Value	Parameter Description (bps)	
0x01	2400	
0x02	4800	
0x03	9600	
0x04	19200	
0x05	38400	
0x06	57600	
0x07	115200	
0x08	230400	
0x09	460800	
0x0A	921600	
0x0B	1382400	
0x0C	1843200	
0x0D	2764800	
0x0E	3686400	

FLOW_CONTROL (not configurable for F2M03):		Size: 1 byte
Value	Parameter Description	
0x00	Hardware flow control OFF	
0x01	Hardware flow control ON	

PARITY:		Size: 1 byte
Value	Parameter Description	
0x00	No parity	
0x01	Odd parity	
0x02	Even parity	

DATA_BITS:		Size: 1 byte
Value	Parameter Description	
0x08	Number of data bits to use (not configurable)	

STOP_BITS:		Size: 1 byte
Value	Parameter Description	
0x01	1 stop bit	
0x02	2 stop bits	

Figura 8.16 Opciones del puerto serie. (Fuente: [7])

- Nombre local del Bluetooth

Comando: **0x1D**
 Tamaño: **0x01 – 0x20**
 Parámetro: **“Nombre”**

- Modo de seguridad

Comando: **0x63**
 Tamaño: **0x02**
 Parámetro 1: **SECURITY_MODE**
 Parámetro 2: **ENCRYPTION_MODE**

Donde los parámetros pueden ser los descritos en la siguiente Figura 8.17:

SECURITY_MODE:		Size: 1 byte
Value	Parameter Description	
0x00	Security mode 0 – security off	
0x01	Security mode 1 – non-secure	
0x02	Security mode 2 – service level enforced security	
0x03	Security mode 3 – link level enforced security	
Default = 0x00	Security mode 0 – security off	

ENCRYPTION_MODE:		Size: 1 byte
Value	Parameter Description	
0x00	Encryption off	
0x01	Encrypt point to point traffic	
0x02	Encrypt point to point and broadcast traffic	
Default = 0x00	Encryption off	

Figura 8.17 Opciones del modo de seguridad. (Fuente: [7])

- Código PIN

Comando: **0x65**
 Tamaño: **0x01 – 0x10**
 Parámetro 1: **PIN_CODE**

El código del PIN se introduce en notación ASCII, con lo que en notación hexadecimal si se quiere cambiar el PIN a “0000” se deberá introducir los parámetros 0x30 0x30 0x30 0x30 en PIN_CODE.

Para finalizar la configuración y para que se ponga en marcha dicha programación, se debe enviar el comando *Run*.

Comando: **0x50**
Tamaño: **0x00**

El dispositivo estará listo para su uso en cuanto se establezca una conexión Bluetooth.

8.5 CONFIGURACIÓN Y FICHERO PROGRAMA DEL PIC24FJ256GB106

En este apartado se tratará de ver a modo de breve resumen cómo se programa el *PIC*, tanto sus pines destinados a funciones analógicas como digitales. En este caso se verá cómo se configuran sus puertos para las comunicaciones, *UART* y *SPI*.

También se verá el código *CSS* necesario para realizar tales efectos ya que ofrece muchas ventajas y simplificaciones a la hora de realizar la programación del chip.

El encabezado del documento *.c* tiene la siguiente estructura:

```
#include <24FJ256GB106.h>
#DEVICE ADC= 10
#fuses NOWDT,ICSP1,DEBUG,NOWRT,NOPR,DISUVREG,NOIOL1WAY,FRC_PLL,PLL1,NOPROTECT
#use delay(clock=32000000)
```

Estas directivas de preprocesado vienen a configurar las funcionalidades básicas del microcontrolador y la manera en la que va a trabajar junto al compilador utilizado. En este caso se ha incluido el fichero ya existente necesario para las definiciones que se van a emplear. Se hace trabajar al conversor analógico – digital de 10 bits usado para medir el nivel de la batería y utilizado el reloj de 30 MHz.

Dentro de la sección de fuses, las configuraciones más importantes que se van a emplear son: utilización del puerto *ICSP1* para programar con la herramienta ICD2, pines reprogramables y utilización del reloj *FRC* interno con *PLL* sin divisiones para alcanzar los 32 MHz necesarios.

Para la inclusión de los pines que van a trabajar como puerto de comunicaciones, tanto *UART* como *SPI*, se deben escribir en sus respectivos registros los datos oportunos. Se pueden ver en las Figura 8.18 y Figura 8.19, las fuentes seleccionables para que los pines trabajen tanto de entrada como de salida.

Input Name	Function Name	Register	Function Mapping Bits
External Interrupt 1	INT1	RPINR0	INT1R<5:0>
External Interrupt 2	INT2	RPINR1	INT2R<5:0>
External Interrupt 3	INT3	RPINR1	INT3R<5:0>
External Interrupt 4	INT4	RPINR2	INT4R<5:0>
Input Capture 1	IC1	RPINR7	IC1R<5:0>
Input Capture 2	IC2	RPINR7	IC2R<5:0>
Input Capture 3	IC3	RPINR8	IC3R<5:0>
Input Capture 4	IC4	RPINR8	IC4R<5:0>
Input Capture 5	IC5	RPINR9	IC5R<5:0>
Input Capture 6	IC6	RPINR9	IC6R<5:0>
Input Capture 7	IC7	RPINR10	IC7R<5:0>
Input Capture 8	IC8	RPINR10	IC8R<5:0>
Input Capture 9	IC9	RPINR15	IC9R<5:0>
Output Compare Fault A	OCFA	RPINR11	OCFAR<5:0>
Output Compare Fault B	OCFB	RPINR11	OCFBR<5:0>
SPI1 Clock Input	SCK1IN	RPINR20	SCK1R<5:0>
SPI1 Data Input	SDI1	RPINR20	SDI1R<5:0>
SPI1 Slave Select Input	SS1IN	RPINR21	SS1R<5:0>
SPI2 Clock Input	SCK2IN	RPINR22	SCK2R<5:0>
SPI2 Data Input	SDI2	RPINR22	SDI2R<5:0>
SPI2 Slave Select Input	SS2IN	RPINR23	SS2R<5:0>
SPI3 Clock Input	SCK3IN	RPINR23	SCK3R<5:0>
SPI3 Data Input	SDI3	RPINR28	SDI3R<5:0>
SPI3 Slave Select Input	SS3IN	RPINR29	SS3R<5:0>
Timer2 External Clock	T2CK	RPINR3	T2CKR<5:0>
Timer3 External Clock	T3CK	RPINR3	T3CKR<5:0>
Timer4 External Clock	T4CK	RPINR4	T4CKR<5:0>
Timer5 External Clock	T5CK	RPINR4	T5CKR<5:0>
UART1 Clear To Send	U1CTS	RPINR18	U1CTSR<5:0>
UART1 Receive	U1RX	RPINR18	U1RXR<5:0>
UART2 Clear To Send	U2CTS	RPINR19	U2CTSR<5:0>
UART2 Receive	U2RX	RPINR19	U2RXR<5:0>
UART3 Clear To Send	U3CTS	RPINR21	U3CTSR<5:0>
UART3 Receive	U3RX	RPINR17	U3RXR<5:0>
UART4 Clear To Send	U4CTS	RPINR27	U4CTSR<5:0>
UART4 Receive	U4RX	RPINR27	U4RXR<5:0>

Figura 8.18 Fuentes de entrada seleccionables en el PIC24FJ. (Fuente: [9])

Output Function Number ⁽¹⁾	Function	Output Name
0	NULL ⁽²⁾	Null
1	C1OUT	Comparator 1 Output
2	C2OUT	Comparator 2 Output
3	U1TX	UART1 Transmit
4	U1RTS ⁽³⁾	UART1 Request To Send
5	U2TX	UART2 Transmit
6	U2RTS ⁽³⁾	UART2 Request To Send
7	SDO1	SPI1 Data Output
8	SCK1OUT	SPI1 Clock Output
9	SS1OUT	SPI1 Slave Select Output
10	SDO2	SPI2 Data Output
11	SCK2OUT	SPI2 Clock Output
12	SS2OUT	SPI2 Slave Select Output
18	OC1	Output Compare 1
19	OC2	Output Compare 2
20	OC3	Output Compare 3
21	OC4	Output Compare 4
22	OC5	Output Compare 5
23	OC6	Output Compare 6
24	OC7	Output Compare 7
25	OC8	Output Compare 8
28	U3TX	UART3 Transmit
29	U3RTS ⁽³⁾	UART3 Request To Send
30	U4TX	UART4 Transmit
31	U4RTS ⁽³⁾	UART4 Request To Send
32	SDO3	SPI3 Data Output
33	SCK3OUT	SPI3 Clock Output
34	SS3OUT	SPI3 Slave Select Output
35	OC9	Output Compare 9
36	C3OUT	Comparator 3 Output
37-63	(unused)	NC

Figura 8.19 Fuentes de salida seleccionables. (Fuente: [9])

Para establecer la fuente de entrada, sólo hay que ir al registro oportuno y escribir el número del pin programable asociado a tal efecto. Para establecer el pin de salida hay que escribir en el registro del pin que se desea como salida el número de función de salida que corresponda.

Ejemplo de cómo deberían de escribirse los registros:

```
//Configurar las Funciones de Entrada
//Asignar U1RX al Pin RP0
    RPINR18.U1RXR = 0;
```

```
//Configurar las Funciones de Salida
//Asignar U1TX al Pin RP2
    RPOR1.RP2R = 3;
```

Con el compilador *PCW* se emplea la directiva *#pin_select* para realizar dicha función. En el caso anterior simplemente habría que escribir lo siguiente:

```
#pin_select U1RX = PIN_B0
#pin_select U1TX = PIN_D8
```

Ésta, es una forma más intuitiva de realizar la programación, siguiendo el esquema de pines del *PIC*.

También se pueden definir pines para otros usos o palabras de datos como se puede ver.

```
#define DRDY    PIN_B8
#define RDATA0 0b00010000
```

Ahora se van a ver las funciones más comunes empleadas por el compilador *PCW* para hacer un poco más comprensible el presente documento.

- Directiva `#use rs232(UART1,BAUD=57600,BITS=8,PARITY=N)`

Es la que se ha usado para configurar el Puerto *UART1* que se ha empleado. En este caso se ha configurado a una velocidad de 57 600 baudios palabras de 8 bits y sin paridad.

- Directiva `setup_SPI(SPI_MASTER | SPI_L_TO_H | SPI_XMIT_L_TO_H | SPI_CLK_DIV_2 | SPI_MODE_8B);`

Ésta es para configurar el Puerto *SPI*. Transiciones de bajo al alto en la lectura de los datos, y datos de 8 bits, funcionando el *PIC* como Master.

- `delay_ms(500);`

Retardo de 500 ms.

- `putc();`

Envía el dato entre paréntesis por el puerto *UART* seleccionado.

➤ *SPI_write()*;

Envía el dato entre paréntesis por el puerto *SPI* seleccionado.

➤ *output_low(PIN_F5); output_high(PIN_F5);*

Pone el *PIN_F5* a nivel bajo o alto.

➤ *setup_adc_ports(sAN6, VSS_VDD);*

Configura como entrada analógica el pin *AN6* del *PIC*.

➤ *setup_adc()*;

Esta función prepara o configura el conversor *A/D*, el reloj y la tasa de adquisición del conversor.

- *ADC_OFF*
- *ADC_CLOCK_DIV_2*
- *ADC_CLOCK_DIV_8*
- *ADC_CLOCK_DIV_32*
- *ADC_CLOCK_INTERNAL*

➤ *set_adc_channel(6);*

Especifica el canal a utilizar por la función *read_adc()*. En este caso activa el canal 6 (pin *AN6*) para su lectura.

➤ *ext_int_edge(1, H_TO_L);*

Esta función determina el flanco de activación de la interrupción externa *INT1*. El flanco puede ser de subida (*L_TO_H*) o de bajada (*H_TO_L*).

➤ *enable_interrupts(level);*

Activa la interrupción del nivel dado en *level*

➤ *read_adc()*;

Esta función lee el valor digital del conversor analógico digital.

A continuación se muestra el fichero de programación completo del *PIC*.

```

1  #include <24FJ256GB106.h>
2  #DEVICE ADC= 10
3  #fuses NOWDT, ICSP1, DEBUG, NOWRT, NOPR, DISUVREG, NOIOL1WAY, FRC_PLL, PLL1, NOPROTECT
4  #use delay(clock=32000000)
5
6  #ifndef definitions
7  #define PIO2 PIN_D0 // BT disconect request
8  #define BT_Connect PIN_D11 // BT conexion establecida
9  #pin_select U1RX = PIN_D9
10 #pin_select U1TX = PIN_D10
11 #word U1BRG = 0x0228 // UART1 Baud Rate Generator
12 #byte U1MODE = 0x0220
13 const char sDID[] = "BT001"; // Local Bluetooth Name
14 #use rs232(UART1, BAUD=57600, BITS=8, PARITY=N)
15
16 #pin_select INT1 = PIN_B8
17
18 #pin_select SDO1 = PIN_F5
19 #pin_select SDI1 = PIN_B9
20 #pin_select SCK1OUT= PIN_B14
21 #byte SPI1BUF = 0x0248
22 #define CS PIN_B15
23 #define STRT PIN_F4
24 #define DRDY PIN_B8
25
26 #define BT_Connect PIN_D11
27
28 #define WAKEUP 0b00000010
29 #define STANDBY 0b00000100
30 #define RESET 0b00000110
31 #define START 0b00001000
32 #define STOP 0b00001010
33 #define RDATACT 0b00010000
34 #define SDATACT 0b00010001
35 #define RDATA 0b00010010
36 #define RREG0 0b00100000
37 #define WREG0 0b01000000
38
39 unsigned int8 CH0[7];
40 unsigned int8 CH1[7];
41 unsigned int8 CH2[7];
42
43 int32 channel[7];
44
45
46 int8 i;
47 short flag=0;
48
49 #endif

```

Figura 8.20 Encabezado del programa insertado en el PIC.

```

50
51 #int_EXT1
52 void EXT1_isr(void) { // Interrupcion cada vez que DRDY pasa a 0
53
54
55     for(i=0; i<=6; i++){
56         spi_write(0); CH2[i]= SPI1BUF ^ 0x80; //Natural Binary
57         spi_write(0); CH1[i]= SPI1BUF;
58         spi_write(0); CH0[i]= SPI1BUF;
59         channel[i]= make32(0,CH2[i],CH1[i],CH0[i]); }
60
61     flag= 1;
62 }
63 void setBT(void){ ...
125 void setSPI(void){ ...
176 void main(void){
177     int16 value;
178     setup_adc_ports(sAN6, VSS_VDD);
179     setup_adc(ADC_CLOCK_DIV_4|ADC_TAD_MUL_8);
180     set_adc_channel(6);
181     setBT();
182     setSPI();
183     ext_int_edge( 1, H_TO_L);
184     enable_interrupts(INT_EXT1); // Habilito Interrup cada vez que DRDY pasa a 0
185     spi_write(RDATACT); // Enable read data continuous mode
186     output_high(STRT); // Start conversions pin
187
188
189     do{
190         if(input(BT_Connect))
191             if(flag==1){
192                 value = read_adc();
193
194                 putc(0xAA);
195                 putc(0x50 | ((value & 0x0F00)/256) ); // Bateria
196                 putc(value & 0x00FF); // Resolut= 10 bits
197
198                 for(i=1; i<=6; i++){
199
200                     putc(CH2[i]);
201                     putc(CH1[i]);
202                     putc(CH0[i]); }
203
204                 flag=0;
205             }
206
207     }while(1);
208
209 }
210

```

Figura 8.21 Continuación del programa insertado.

En la primera parte del fichero (Figura 8.20) se pueden ver las directivas de preprocesado empleadas para programar el chip, ofrecidas por el compilador, así como la asignación de pines utilizados tanto para una función específica como para su uso como pin de un puerto manejado. Las variables, direcciones y constantes entran dentro de este apartado.

En la segunda parte del fichero (Figura 8.21) se puede ver la declaración y el manejo de las interrupciones, que simplemente guardarán los datos en vectores cada vez que llega un dato nuevo. Seguidamente van las funciones empleadas para inicializar el bluetooth y el ADS1296. Al final se encuentra en programa main, el cual se encarga de inicializarlo todo, incluido el pin analógico empleado para medir el nivel de batería, las interrupciones, y llevar al estado de puesta en marcha al dispositivo. Dentro de la rutina main, siempre que haya una conexión de bluetooth, estará enviando los datos convertidos y el nivel de la batería. Se emplea un encabezado 0xAA para la sincronización de datos.

```

63 void setBT(void){
64
65     output_low( PIO2);
66     U1BRG= 103; // 38400 baudios
67     delay_ms(500);
68
69     // Enter Host Controlled Mode
70     putc(0x01); // Command
71     putc(0x04); // Length
72     putc(0xFF);   putc(0x00);   putc(0x55);   putc(0xAA); // Code
73     delay_ms(200); // F2M responde 01 01 01
74
75     //Set security mode
76     putc(0x63); // Command
77     putc(0x02); // Length
78     putc(0x02); // Security Mode 02 (SPP)
79     putc(0x00); // Encryption Mode
80     delay_ms(200); // F2M responde 63 01 01
81
82     //Set pin code
83     putc(0x65); // Command
84     putc(0x04); // Length
85     putc('0');
86     putc('0');
87     putc('0');
88     putc('0');
89     delay_ms(100); // F2M responde 69 01 01
90
91     // Set Local Name
92     putc(0x1D); // Command
93     putc(0x06); // Length
94     putc(sDID[0]);
95     putc(sDID[1]);
96     putc(sDID[2]);
97     putc(sDID[3]);
98     putc(sDID[4]);
99     putc(0x00); // Local name
100    delay_ms(100); // F2M responde 1D 01 01
101
102    //Set Serial Port Configuration
103    putc(0x15); // Command
104    putc(0x05); // Length
105    putc(0x08); // Baud Rate 06=57600 07= 115200
106    putc(0x01); // Flow control: hardware
107    putc(0x00); // Parity 00=none 01=Odd 02=Even
108    putc(0x08); // Data bits 8
109    putc(0x01); // Stopt bits 01=1 02=2
110    delay_ms(100); // F2M responde 15 01 01
111
112    //Run
113    putc(0x50); // Command
114    putc(0x00); // Length
115    delay_ms(100); // F2M responde 50 01 01
116
117    U1BRG= 16; // 230400 baudios
118 }

```

Figura 8.22 Función de inicialización del BT.

```

119 void setSPI(void) {
120
121     setup_spi(SPI_MASTER | SPI_L_TO_H | SPI_XMIT_L_TO_H | SPI_CLK_DIV_2 | SPI_MODE_8B);
122
123     output_low(CS);
124     spi_write(RESET);
125     output_low(STRT);
126     spi_write(STOP);
127     spi_write(SDATACT);
128
129     spi_write(WREG0+1); spi_write(0); // CONFIG1
130     // HR | -DAISY_EN | CLK_EN | 0 | 0 | DR2 | DR1 | DRO
131     spi_write(0b10000110); // HR 500 SPS {}
132     //spi_write(0b00000101); // LP - 500 SPS {}
133     //spi_write(0b00000100); // LP - 1 kSPS {}
134     //spi_write(0b10000101); // HR - 1 kSPS {}
135     //spi_write(0b10000010); // HR - 8 kSPS {}
136     //spi_write(0b00000110); // LowPower mode - Oscillator output - 250 s/s
137
138
139     spi_write(WREG0+2); spi_write(0); // CONFIG2
140     spi_write(0b00110000); // Chop WCT frequency fMOD/16
141     //spi_write(0b00010000); // Chop WCT
142
143     spi_write(WREG0+3); spi_write(0); // CONFIG3
144     // -PD_REFBUF | 1 | VREF_4V | RLD_MEAS | RLDREF_INT | PD_RLD | RLD_LOFF_ | RLD_STAT
145     spi_write(0b11001100); // Enable internal reference - 2.4 V reference - RLD_ON
146     //spi_write(0b11001000); // Enable internal reference - 2.4 V reference - RLD_OFF
147
148     spi_write(WREG0+5); spi_write(5); // CHnSET
149     // PDn | GAINn2 | GAINn1 | GAINn0 | 0 | MUXn2 | MUXn1 | MUXn0
150     for(i=0; i<6; i++)
151         spi_write(0b00010000); // Power on - Gain= 1 - Normal electrode
152         //spi_write(0b00010001); // Power on - Gain= 1 - input shorted
153         //spi_write(0b00010011); // Power on - Gain= 1 - MVDD for supply measurement
154         //spi_write(0b00010100); // Power on - Gain= 1 - Temperature sensor
155         //spi_write(0b00010101); // Power on - Gain= 1 - Test signal
156
157         //spi_write(0b01100000); // Power on - Gain= 12 - Normal electrode
158         //spi_write(0b00000000); // Power on - Gain= 6 - Normal electrode
159
160     spi_write(WREG0+24); spi_write(0); // WCT1
161     spi_write(0b00001001); // Power on WCTA - Right Arm -> ch1n
162
163     spi_write(WREG0+25); spi_write(0); // WCT2
164     spi_write(0b11000010); // Power on WCTBC - Left Arm (ch1p) - Left Leg (ch2p)
165
166 }

```

Figura 8.23 Función de inicialización del ADS1296.

En las Figura 8.22 y Figura 8.23, se puede ver la configuración tanto del *BT* como del *ADS* para la normal adquisición de las señales *ECG*. Para poder detectar si han caído los electrodos, simplemente se deberían incluir las líneas que muestran en la Figura 8.24 dentro de la función *setSPI()*. En el Anexo 8.3, se puede ver cómo se puede configurar el *ADS1296* con más detalle y de una forma más completa.

```

165 spi_write(WREG0+4); spi_write(0); // LOFF
166     spi_write(0b00010011); // DC detect pull-up
167     //spi_write(0b00000011); // DC detect current-6nA
168
169 spi_write(WREG0+23); spi_write(0); // CONFIG4
170     spi_write(0b00000010); // Lead-off comparators enabled
171
172 spi_write(WREG0+15); spi_write(0); // LOFF_SENSP
173     spi_write(0b11111111); // selects the positive side for lead-off detection
174
175 spi_write(WREG0+16); spi_write(0); // LOFF_SENSN
176     spi_write(0b11111111); // selects the negative side for lead-off detection

```

Figura 8.24 Líneas de código a incluir para detectar la caída de electrodos.

Cabe denotar también en la Figura 8.22, que el cambio de la velocidad del puerto *UART* se hace mediante el comando:

$$U1BRG = 103;$$

Donde U1BRG está direccionado al registro de memoria del *PIC* que se encarga de indicar la velocidad que debe tener el puerto UART1. En este ejemplo el número decimal 103 indica la velocidad de 38 400 Baudios en la tasa de envío. Esta velocidad es la que se debía emplear para poder configurar el Bluetooth, ya que arrancaba en este modo al encenderse.

Al finalizar la configuración del *BT* se establece el número 16, que indica la velocidad de 230 400 Baudios ya que éste ha sido configurado para trabajar a esa velocidad, la cual se hará efectiva al enviar el código *Run* hacia el *BT*. A partir de entonces la comunicación entre *PIC* y *BT* se realizará a 230 400 Baudios.

La obtención de dicho número para la comunicación entre los dispositivos se extrae mediante unas ecuaciones establecidas en la hoja de datos del *PIC* en el apartado sobre las comunicaciones vía *UART*. A continuación, en la Figura 8.25 se muestra un resumen de tales ecuaciones. Estas ecuaciones sólo son válidas a la hora de trabajar en modo de alta velocidad (bit BRGH = '0'), cuyo caso es el que nos ocupa.

$$\text{Baud Rate} = \frac{F_{CY}}{4 \cdot (UxBRG + 1)}$$

$$UxBRG = \frac{F_{CY}}{4 \cdot \text{Baud Rate}} - 1$$

Note: F_{CY} denotes the instruction cycle clock frequency.

Figura 8.25 Ecuaciones para el cálculo del registro UBRG. (Fuente: [9])

Si se desea calcular el error producido por la velocidad configurada, la Figura 8.26, muestra un ejemplo de su obtención. Los datos del ejemplo son los siguientes:

F_{CY} = 4 MHz
 Baud Rate deseado = 9600
 BRGH = '0'

Desired Baud Rate	=	$F_{CY}/(16 (U_{xBRG} + 1))$
Solving for U_{xBRG} value:		
U_{xBRG}	=	$((F_{CY}/\text{Desired Baud Rate})/16) - 1$
U_{xBRG}	=	$((4000000/9600)/16) - 1$
U_{xBRG}	=	25
Calculated Baud Rate	=	$4000000/(16 (25 + 1))$
	=	9615
Error	=	$\frac{(\text{Calculated Baud Rate} - \text{Desired Baud Rate})}{\text{Desired Baud Rate}}$
	=	$(9615 - 9600)/9600$
	=	0.16%

Figura 8.26 Ecuaciones para el cálculo del error en la tasa de velocidad. (Fuente: [9])

Tabla 8.1: Resumen de valores para el registro UBRG. (Fuente: [9])

BAUD RATE	F _{CY} = 16 MHz			F _{CY} = 12 MHz		
	Actual Baud Rate	% Error	BRG Value (Decimal)	Actual Baud Rate	% Error	BRG Value (Decimal)
110	110.0	0.00	36363	110.0	0.00	27272
300	300.0	0.01	13332	300.0	0.00	9999
1200	1200.1	0.01	3332	1200.0	0.00	2499
2400	2399.5	-0.01	1666	2403.8	0.00	1249
9600	9592.3	-0.07	416	9584.6	-0.15	312
19.2K	19230.7	0.16	207	19230.7	0.15	155
38.4K	38461.5	0.16	103	38461.5	0.16	77
56K	56338.0	0.60	70	55555.5	-0.79	53
115K	114285.7	-0.62	34	115384.0	0.33	25
250K	250000.0	0.00	15			
300K	307692.3	2.50	12			
500K	500000.0	0.00	7			
Min.	61.0	0.00	65535	46.0	0.00	65535
Max.	4000000.0	0.00	0	3000000.0	0.00	0

BAUD RATE	F _{CY} = 8 MHz			F _{CY} = 4MHz			F _{CY} = 1 MHz		
	Actual Baud Rate	% Error	BRG Value (Decimal)	Actual Baud Rate	% Error	BRG Value (Decimal)	Actual Baud Rate	% Error	BRG Value (Decimal)
110	110.0	0.00	18181	110.0	0.00	9090	110.0	0.00	2272
300	300.0	0.00	6666	300.0	0.00	3332	300.1	0.10	832
1200	1199.7	-0.01	1666	1200.5	0.00	832	1201.9	0.15	207
2400	2400.9	0.04	832	2398.1	-0.07	416	2403.8	0.15	103
9600	9615.4	0.16	207	9615.3	0.16	103	9615.3	0.16	25
19.2K	19230.8	0.16	103	19230.7	0.16	51	19230.7	0.16	12
38.4K	38461.5	0.16	51	38461.5	0.16	25			
56K	55555.6	-0.79	35	55555.5	-0.79	17			
115K	117647.0	2.30	16						
250K									
300K									
500K									
Min.	31.0	0.00	65535	16.0	0.00	65535	3.81	0.00	65535
Max.	200000.0	0.00	0	1000000.0	0.00	0	250000.0	0.00	0

Los valores de la Tabla 8.1, indican un breve resumen de los valores que se deberían introducir a la hora de configurar la velocidad con la que va a trabajar el puerto *UART*. La tabla ha sido extraída de la hoja de datos del correspondiente *PIC* y pertenecen al caso con $BRGH = 1$, es decir, el de alta velocidad que es el que se ha empleado en la programación del dispositivo desarrollado.

8.6 ESQUEMÁTICOS Y PLANOS

8.6.1 Esquemáticos de la placa PCB diseñada

8.6.1.1 Esquemas eléctricos

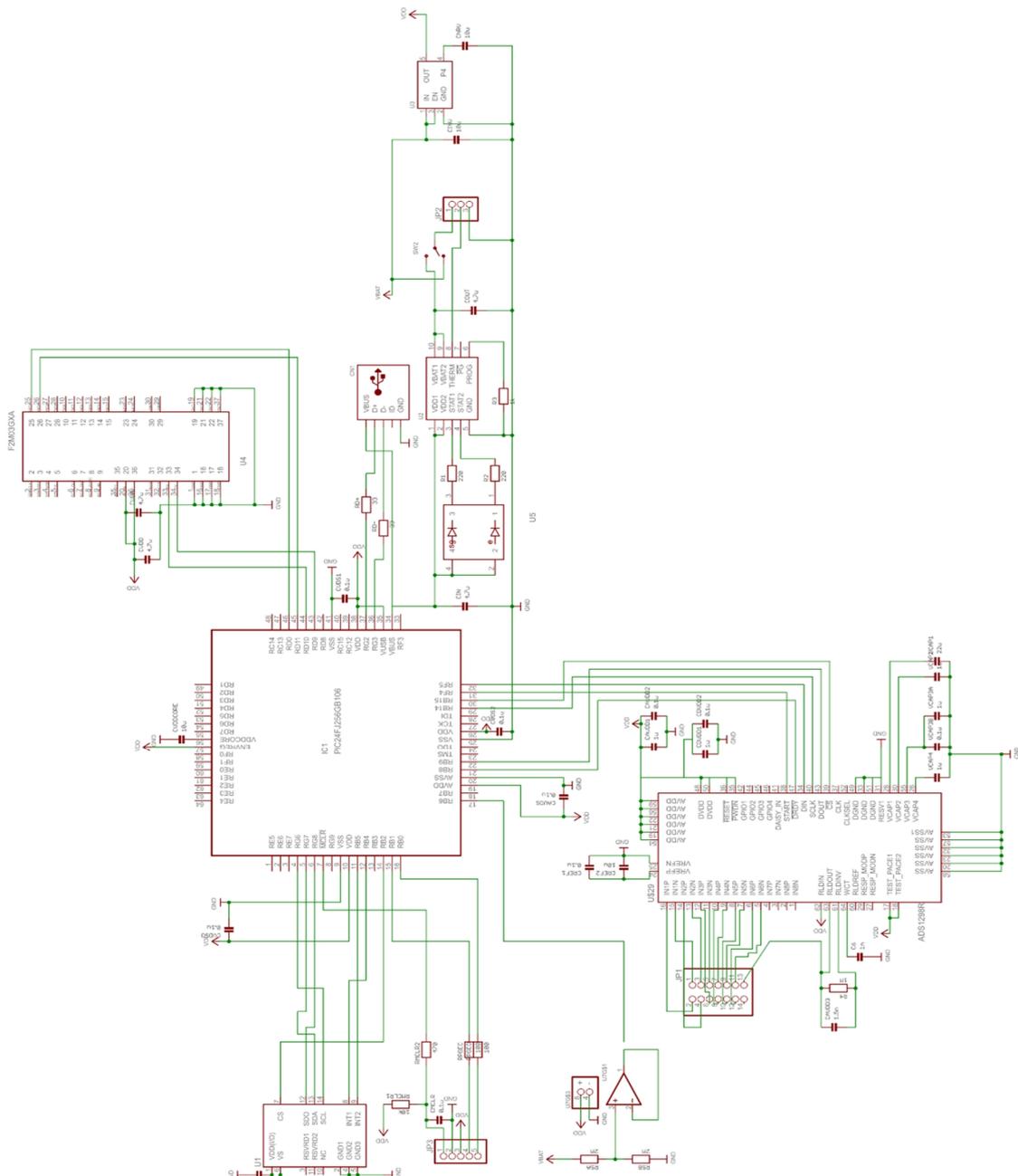


Figura 8.27 Esquemático completo del sistema diseñado.

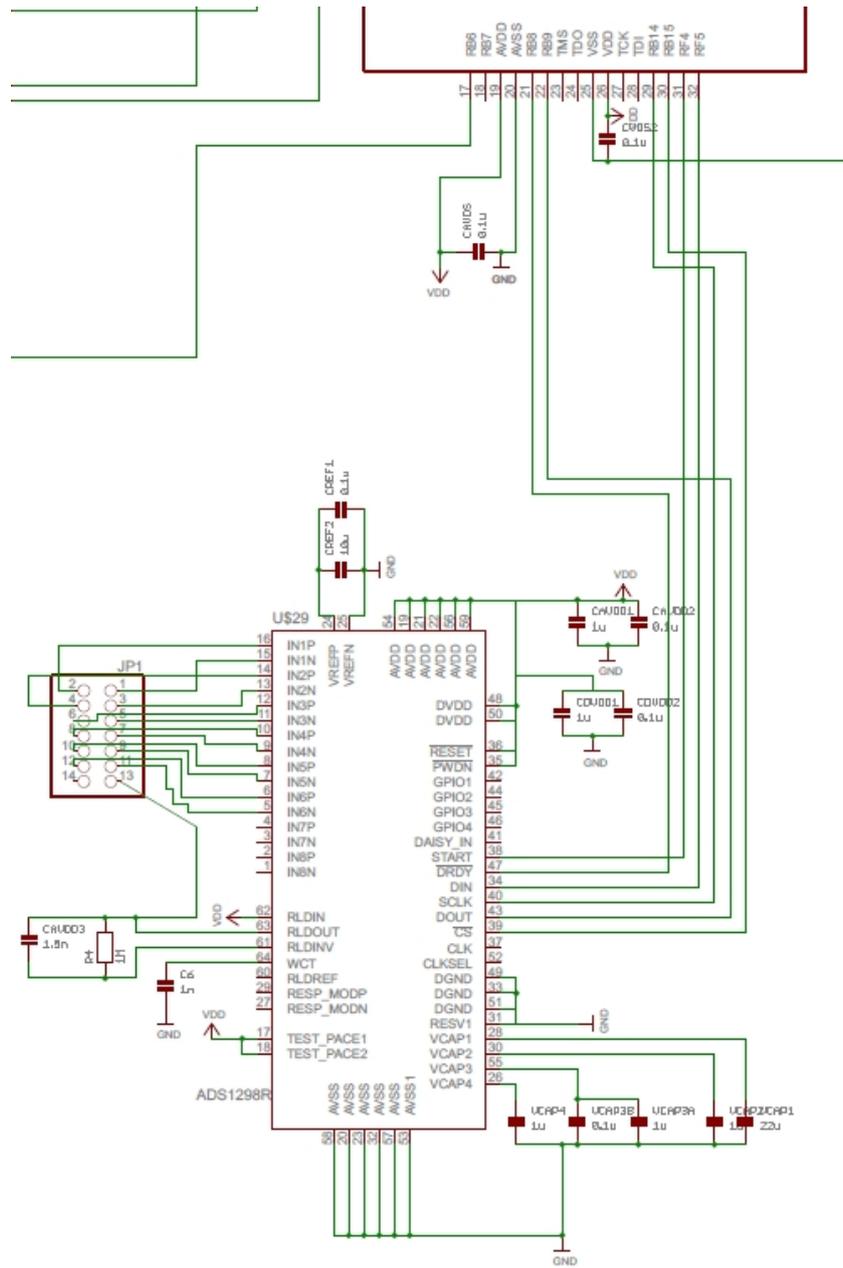


Figura 8.28 Esquemático del ADS1296 junto con los pines de entrada.

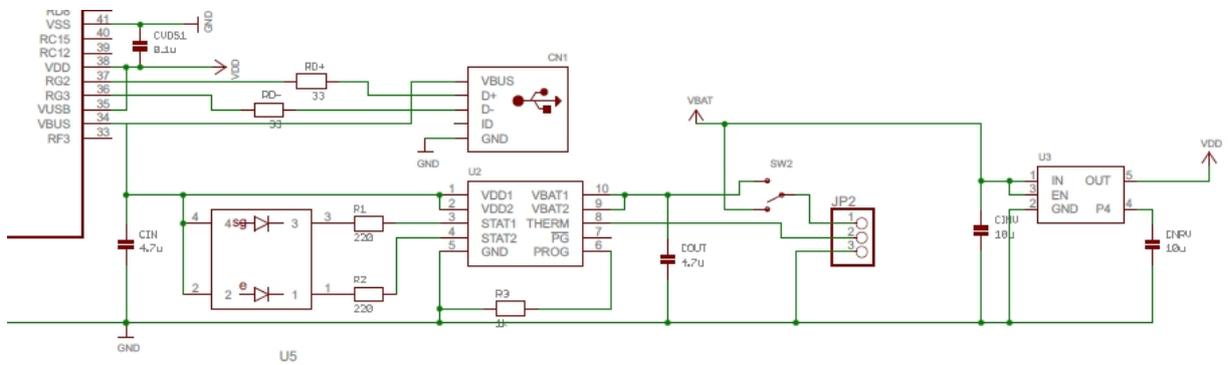


Figura 8.29 Esquemático del circuito de alimentación.

8.6.1.2 Diseño de la placa

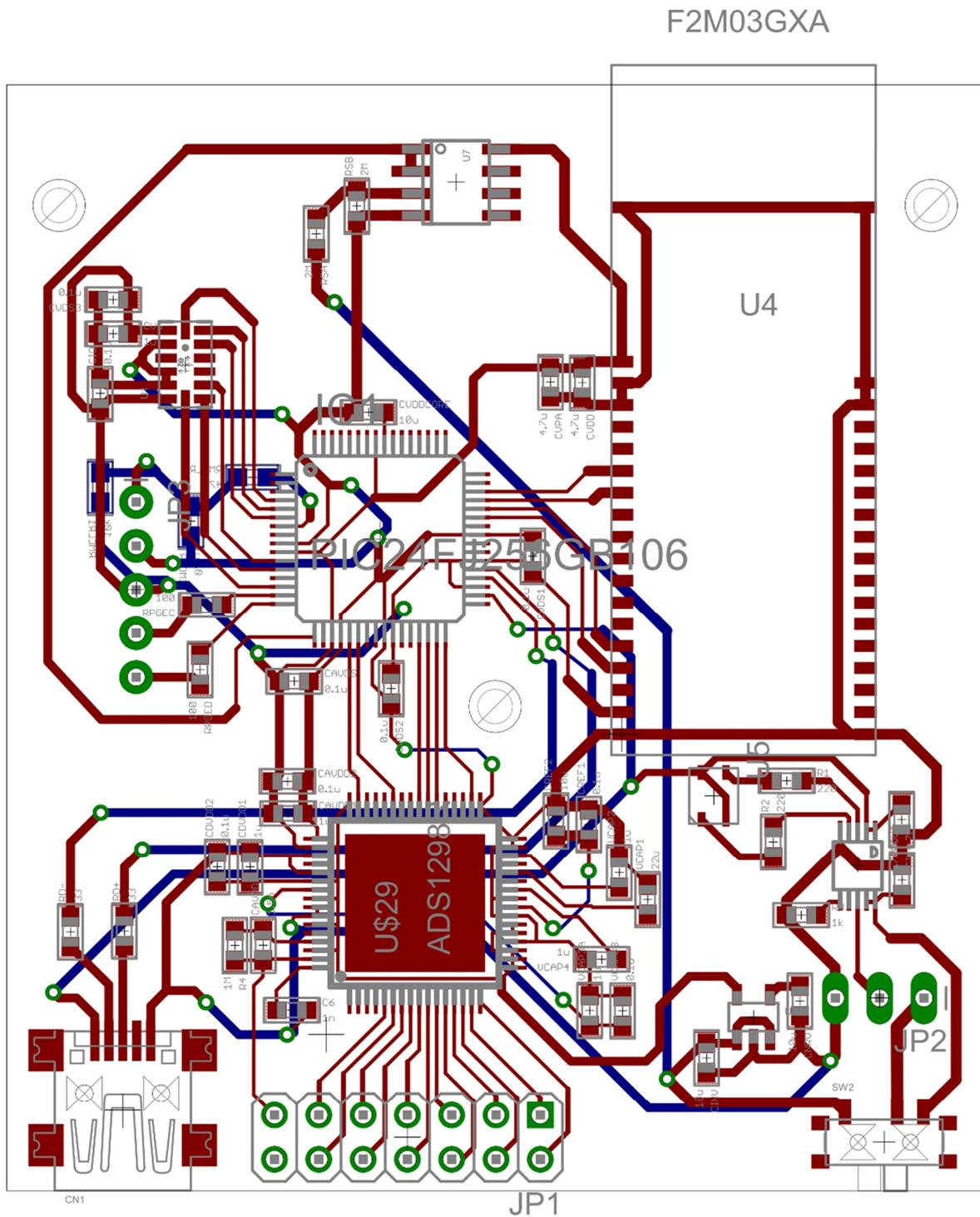


Figura 8.32 Plano del diseño de la placa realizada.

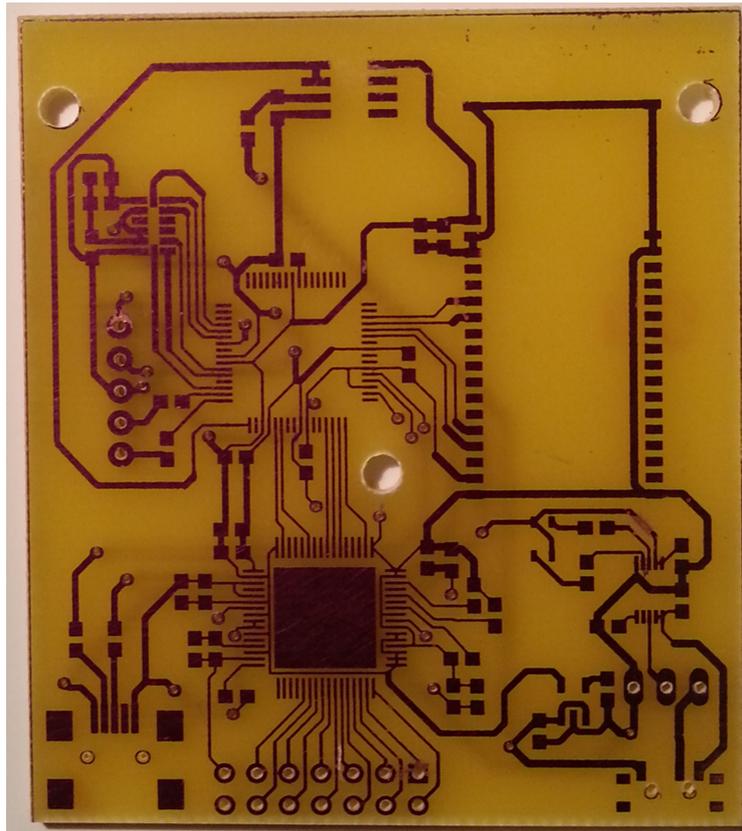


Figura 8.33 Detalle de la cara superior de la placa producida.

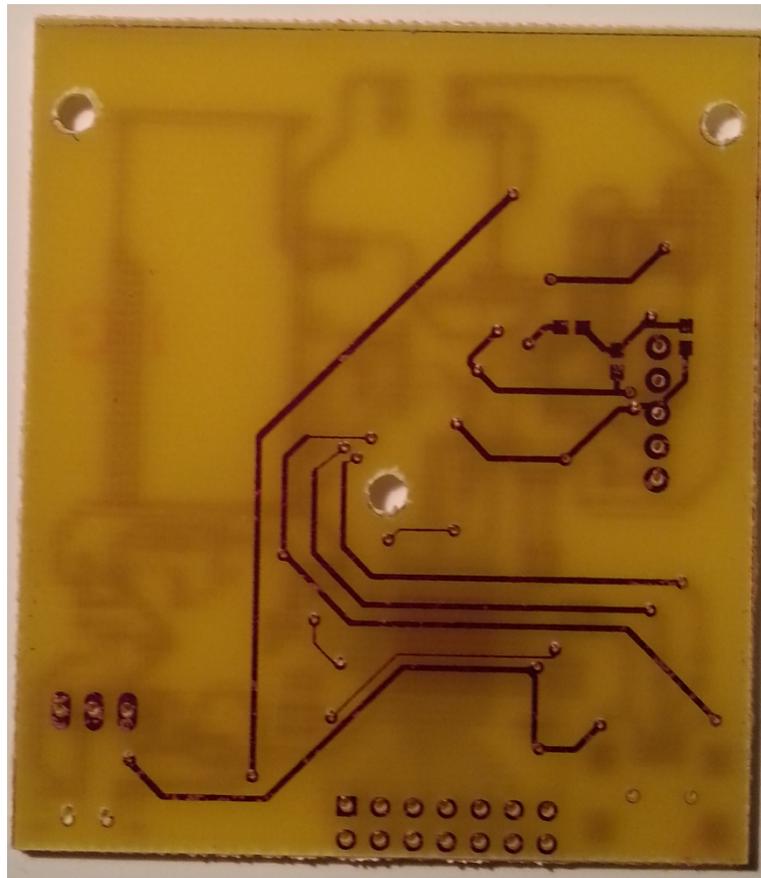


Figura 8.34 Detalle de la cara inferior de la placa producida.

8.7 LISTA DE COMPONENTES

DESCRIPCIÓN	VALOR	ENCAPSULADO	COMPONENTE PCB
FRONT-END	ADS1296	TQFP-64	U\$29
BLUETOOTH	F2M03GXA		U4
REGULADOR TENSIÓN	TPS73633	SOT-23	U3
MICROCONTROLADOR	PIC24FJ256GB106	TQFP-64	IC1
CONTROL CARGA	MCP73833	MSOP10-MC	U2
OPA	MCP6041	MSOP8-MC	U7
PINES	5 programador, 3 batería, 14 conector electrodos		JP1, JP2, JP3
CONDENSADOR	0.1 uF	C0603	CIO, CVDS3, CMCLR, CREF1, CAVDD2, CDVDD2, VCAP3B, CAVDS, CVDS2, CVDS1
CONDENSADOR	1 uF	C0603	CVS, CAVDD1, CDVDD1, VCAP4, VCAP3A, VCAP2
CONDENSADOR	4.7 uF	C0603	CIN, COUT, CVDD, CVPA
CONDENSADOR	10 uF	C0603	CREF2, CIN, DNRV, CVDDCORE
CONDENSADOR	22 uF	C0603	VCAP1
CONDENSADOR	1 nF	C0603	C6
CONDENSADOR	1.5 nF	C0603	CAVDD3
RESISTENCIA	33 ohm	R0603	RD+, RD-
RESISTENCIA	100 ohm	R0603	RPGEC, RPKGED
RESISTENCIA	220 ohm	R0603	R1, R2
RESISTENCIA	470 ohm	R0603	RMCLR2
RESISTENCIA	1 kohm	R0603	R3
RESISTENCIA	10 kohm	R0603	RMCLR1
RESISTENCIA	1 Mohm	R0603	R4
RESISTENCIA	2 Mohm	R0603	RSA, RSB
CONECTOR USB		USB-MINIB	CN1
LED	Blue-Red	LED0603	U5
INTERRUPTOR	3 posiciones	PCM13SMTR	SW2
BATERÍA	VARTA EasyPack EZPack L		
CAJA	Ergo-Case		
CONECTOR ELECTRODOS	DB15 hembra	DB15	