



**CENTRO DE INVESTIGACIÓN Y DE ESTUDIOS AVANZADOS
DEL INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL**

UNIDAD ZACATENCO
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA
SECCIÓN DE BIOELECTRÓNICA

Prototipo de monitor ambulatorio de ECG de larga duración con
detección del complejo QRS en tiempo real para el análisis de la
variabilidad de la frecuencia cardíaca

Tesis que presenta

José Vázquez Martínez

para obtener el Grado de

Maestro en Ciencias

en la Especialidad de

Ingeniería Eléctrica

Director de la Tesis: Dr. Carlos Alvarado Serrano

Dedicado a mi familia y amigos.

“Un hombre de genio no se equivoca.
sus errores son los umbrales del descubrimiento”
James Joyce (1882-1941)

Agradecimientos

A mi familia, a mis padres por siempre estar atentos a mis logros y apoyarme con todo lo que pueden. A mis hermanos por sus sabios y no tan sabios consejos, que siempre serán bienvenidos.

A Ana Luisa y su familia, por apoyarme en el desarrollo de esta tesis. Sin ellos probablemente no hubiera logrado mucho. ¡Muchas gracias!

Al Dr. Carlos Alvarado Serrano, por el apoyo durante el desarrollo de ésta tesis. Así como también al Dr. Pablo y al Dr. Juan Manuel.

A mis amigos de la sección de Bioelectrónica: Neto, Roy, Dany, Berno y Pedrito, me ayudaron bastante en la búsqueda de información y en las horas de esparcimiento. A los monos de mi laboratorio Eve y Mel, así como al mono del laboratorio 12, Chuy. A doña Fa, por apoyarme en las tareas de Electrónica Digital. A Manuel-mono por siempre andar feliz, a Ismael (super man) por ser mi compañero de equipo y aguantar mi carácter. A Lara, por sus lecciones de física. A Karina, por siempre ñoñear y contagiar la ñoñes. A Luis, por siempre tener algo nuevo que compartir. A Héctor, por estar para el desahogo de las frustraciones político sociales de México. A Gaspar, por apoyarme, darme ánimos y compartir sus ideas. A Efren por enseñarme las cosas básicas de seguridad vial. A Álvaro, Asul, Tony, Fernando Alce y Chio. A esteban por sus consejos y apoyar con su conocimiento de electrónica y guitarra.

A los investigadores de la sección, por compartir sus ideas y métodos en el desarrollo de la biomedicina. Al Dr. David Elías, por siempre saludar y estar atento a los conciertos nocturnos del laboratorio 16.

A mis amigos de la UAM- Azcapotzalco, por apoyarme con sus experiencias, consejos y ánimos.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) y al Centro de Investigaciones y de Estudios Avanzados del Instituto Politécnico Nacional (CINVESTAV) Zacatenco, por permitirme hacer un posgrado y contribuir al desarrollo tecnológico del país.

A los miembros del taller mecánico y miembros administrativos de la sección de bioelectrónica.

A los que me faltan ¡Muchas gracias!

Abstract

The number of deaths in world population due to cardiovascular diseases, trends in biomedical devices research, and demands on healthcare and medicine, requires new ECG devices able to extend their performance beyond the current standards, to provide an early diagnosis and a proper treatment for these patients. This work presents the development of a 3-channel Holter monitor. The prototype uses a real-time QRS-complex detector, for measurement of instantaneous heart rate.

This prototype is based on a biopotential amplifier (ADS1298), a digital signal controller (dsPIC33FJ64MC802) and a graphical user interface for Windows 7. The ADS1298 makes acquisition and digitization of signals. The dsPIC33FJ64MC802 execute digital signal processing, devices management and data storage. The dsPIC33FJ64MC802 was programmed with a firmware, which was developed to optimize: data transfer from ADS1298 to microSD card, and run QRS-complex detection algorithm. The graphical user interface allows: visualization and exportation of ECG recorded data.

Each channel in this prototype complies with high resolution ECG standards. Its characteristics are: 250 Hz bandwidth, 90 dB of CMRR at 60 Hz, 20-bit analog-to-digital converter, 1 kHz sampling rate and 380 nV resolution. This allows analysis and detection of micropotentials. In addition, the prototype power consumption is less than 400 mW at high resolution mode.

The QRS-complex detection algorithm was tested with several recordings from exercise test and resting test. The algorithm reaches 99.3% accuracy at resting test, and 90.3 % for exercise test. This is enough to research in heart rate variability for long-time ECG recordings.

Resumen

El número de decesos en la población mundial asociados a las enfermedades cardiovasculares, aunados a las exigencias de las tendencias de la investigación y la medicina, requiere que los dispositivos para el estudio del ECG aumenten su rendimiento sobre los estándares vigentes, para proporcionar un diagnóstico y tratamiento oportuno en estos pacientes. En este trabajo, se presenta el desarrollo de un prototipo de un monitor Holter de 3 canales, con un detector del complejo QRS en tiempo real basado en la transformada wavelet continua, para la medición de la frecuencia cardíaca instantánea.

El prototipo se desarrolló con base en el amplificador ADS1298, el controlador digital de señales dsPIC33FJ64MC802 y una interfaz de usuario desarrollada para trabajar en Windows 7. El ADS1298 realiza la adquisición y digitalización de las señales y el dsPIC33FJ64MC802 ejecuta el procesamiento digital de señales, gestiona los periféricos y el almacenamiento de datos. El dsPIC33FJ64MC802 fue programado con un firmware desarrollado para optimizar: la adquisición de datos del ECG hacia una tarjeta de memoria flash (microSD), y ejecutar el algoritmo de detección del complejo QRS. La interfaz gráfica de usuario permite la visualización y exportación de los datos de los registros de ECG.

Cada canal del prototipo desarrollado cumple con las especificaciones requeridas por la electrocardiografía de alta resolución, permitiendo la detección y análisis de micropotenciales. Éstas son: ancho de banda 0 a 250 Hz, CMRR de 90 dB en 60 Hz y un convertidor analógico digital de 20 bits de precisión con una frecuencia de muestreo de 1 kHz y una resolución de 380 nV. El consumo del prototipo para la máxima resolución fue menor a 400 mW.

El algoritmo de detección del complejo QRS implementado en el prototipo, fue evaluado con registros en reposo y ejercicio de sujetos sanos y diabéticos obteniendo exactitudes del 99.3% en reposo y 90.3% en ejercicio, las cuales son aceptables para realizar estudios de larga duración de la variabilidad de la frecuencia cardíaca.

Contenido

Abstract.....	i
Resumen	ii
Capítulo 1 Introducción	1
1.1 Planteamiento del problema	1
1.2 Estado del arte	4
1.3 Objetivo	6
1.3.1 Objetivos específicos.....	6
1.4 Estructura de la tesis.....	7
Capítulo 2 Antecedentes.....	8
2.1 Electrocardiografía	8
2.1.1 Anatomía y fisiología del corazón.....	9
2.1.2 Electrocardiograma.....	15
2.1.3 Frecuencia cardiaca	18
2.1.4 Derivaciones para el registro del ECG	19
2.2 Cardiopatía isquémica	23
2.3 Arritmias.....	24
2.4 Variabilidad de la frecuencia cardiaca.....	25
2.4.1 Parámetros en el dominio del tiempo	26
2.4.2 Parámetros en el dominio de la frecuencia.....	26
2.4.3 Valoración clínica de la variabilidad de la frecuencia cardiaca	27
2.5 Instrumentación para electrocardiografía	28
2.5.1 Reseña histórica de la electrocardiografía.....	28
2.5.2 Requerimientos mínimos para un ECG.....	29
2.5.3 Electrocardiografía ambulatoria	32
2.5.4 Electrocardiografía de alta resolución	34

2. 6 Procedimiento para realizar un registro de ECG.....	35
2.7 Procesamiento digital del ECG con Transformada Wavelet	35
2.7.1 Transformada wavelet continua.....	36
2.7.2 Wavelets	37
2.7.3 Algoritmo de detección del pico de la onda R del ECG.....	38
Capítulo 3 Desarrollo	41
3.1 Solución propuesta	41
3.2 Diseño de hardware	42
3.2.1 Fuente de alimentación.....	45
3.2.3 Amplificación y digitalización del ECG	50
3.2.4 Control maestro	74
3.2.5 Almacenamiento de datos.....	84
3.2.6 Interfaz de usuario para el Holter	91
3.3 Diseño del Firmware	98
3.3.1 Implementación de la transformada wavelet.....	99
3.3.2 Implementación del algoritmo de detección.....	103
3.3.3 Codificación y almacenamiento de datos	107
3.3.4 Rutina principal	107
3.4 Diseño del Software	111
3.4.1 Decodificación de datos.....	112
3.4.2 Visualización	113
3.4.3 Exportación.....	114
Capítulo 4 Pruebas y resultados	116
4.1 Metodología.....	118
4.1.1 Ancho de banda y CMRR.....	118
4.1.2 Rango dinámico del modo común.....	120

4.1.3 Consumo de energía y registro de larga duración	120
4.1.4 Validación del algoritmo de detección del pico de la onda R	121
4.2 Resultados.....	121
4.2.1 CMRR.....	121
4.2.2 Ancho de banda	122
4.2.3 Rango dinámico del modo común.....	122
4.2.4 Consumo de energía y registro de larga duración	123
4.2.5 Validación del algoritmo de detección del pico de la onda R	124
Capítulo 5 Conclusiones.....	128
Referencias	129
Apéndice A. Diagramas eléctricos	133
A.1 Diagrama para la tarjeta de control.....	133
A.2 Diagrama para la tarjeta del ADS1298.....	134
Apéndice B. Fragmento del código del algoritmo de detección del pico de la onda R del ECG	135

Capítulo 1 Introducción

El estudio de las señales eléctricas producidas por el corazón lleva más de 200 años en constante evolución y ha permitido el diagnóstico oportuno de un conjunto importante de padecimientos. Actualmente, el número de trabajos relacionados al estudio del electrocardiograma (ECG) ha crecido con mayor auge que en décadas anteriores a 1950, se han encontrado nuevos marcadores y características en el ECG que permiten mayor especificidad en el diagnóstico de enfermedades cardiovasculares.

El número de decesos en la población mundial asociados a las enfermedades cardiovasculares, aunados a las exigencias de las tendencias de la investigación y la medicina *on-demand*, requiere que los dispositivos para el estudio del ECG aumenten su rendimiento sobre los estándares vigentes.

En este trabajo se detalla el desarrollo de un prototipo ambulatorio para la adquisición de la señal ECG de bajo consumo y alta resolución. Además de las características mencionadas, el prototipo debe almacenar registros de por lo menos 24 horas y registrar continuamente la frecuencia cardíaca en una memoria microSD. Este prototipo servirá para el monitoreo e investigación del ECG utilizando la técnica desarrollada por Norman J. Holter.

1.1 Planteamiento del problema

De acuerdo a la organización mundial de la salud, OMS, las enfermedades no transmisibles, también conocidas como enfermedades crónicas, ocupan la primera causa de muerte en el mundo. De los 57 millones de muertes registradas en el 2008, 36 millones se deben a estas enfermedades y cerca del 80% de estas muertes, ocurren en los países de bajos y mediano-bajos ingresos. Entre las enfermedades no transmisibles que encabezan las causas de muerte en el mundo se encuentran: las cardiovasculares, diabetes, cáncer y enfermedades crónicas obstructivas respiratorias [1].

Según la OMS, la primera causa de muerte a nivel mundial se debe a las enfermedades cardiovasculares. En México, las enfermedades cardiovasculares ocupan el segundo lugar como causa de muerte en personas adultas mayores de 60 años, según el Instituto Nacional de Estadística y Geografía, INEGI [2].

“En 2012 acontecieron 105 962 defunciones por enfermedades del sistema circulatorio, lo que se traduce en una tasa de 90.5 defunciones por cada 100 mil habitantes. De las personas que fallecieron por enfermedades del sistema circulatorio, 53.6% son hombres y 46.4% son mujeres; ocho de cada 10 (82.6%) personas que fallecieron por esta causa tienen 60 años y más.”

Estadísticas a propósito del... día de muertos, INEGI, 2014 [2].

Entre las enfermedades cardiovasculares que generan mayor índice de mortalidad y morbilidad, se encuentran los accidentes vasculares cerebrales y los ataques al corazón [3].

El ataque al corazón consiste en la disminución del rendimiento cardiaco tras una fibrilación ventricular, generalmente provocado por la isquemia del músculo cardiaco.

La cardiopatía isquémica consiste en la muerte del tejido del miocardio, por el bloqueo del flujo sanguíneo en las arterias coronarias. Dicho bloqueo, es causado por la acumulación de grasas en las paredes de los vasos sanguíneos y favorece la formación de coágulos. En la mayoría de los casos la reducción de flujo sanguíneo en el miocardio, produce alteraciones en el sistema de conducción cardiaco, elevando el riesgo de presentar arritmias ventriculares malignas [4] .

Las taquiarritmias ventriculares en la mayoría de los casos son el preámbulo a la muerte súbita, ya que pueden provocar fibrilación ventricular y posteriormente un paro cardiorrespiratorio. El 85% de las personas que sufren este tipo de paro (sin la pronta atención médica), fallece por la falta de oxígeno en su cuerpo. Además, el riesgo de muerte súbita aumenta en aquellas personas que han sufrido anteriormente un ataque al corazón [5].

Las alteraciones en el sistema de conducción del corazón ocasionadas por isquemia, pueden visualizarse en el ECG, como fluctuaciones y duraciones anormales de segmentos e intervalos. Generalmente el intervalo QT y el RR son los que muestran mayor anomalía cuando existen trastornos de la conducción, con potencialidad para provocar arritmias malignas [4]. Dependiendo de la derivación que se visualiza, algunas ondas presentarán anomalías, que indican la ubicación de un infarto en determinada cara del corazón [6].

Entre los parámetros de rutina que ayudan en el diagnóstico de enfermedades cardiovasculares se encuentra la frecuencia cardíaca, *Heart Rate* (HR) y la variabilidad de la frecuencia cardíaca, *Heart Rate Variability* (HRV). La HRV ha demostrado ser un parámetro predictor en el diagnóstico de la evolución de infartos, aterosclerosis coronaria y muerte súbita [7]

El uso de la HRV generalmente se enfoca en la búsqueda de anomalías en el comportamiento eléctrico del corazón y en el estado del sistema nervioso autónomo simpático y parasimpático [7]. Por otro lado, algunos estudios utilizan la HR y la HRV para diagnosticar otros padecimientos, por ejemplo aquellos asociados a: fatiga cognitiva, locomoción, metabolismo, etc. [8]

Los métodos de estudio para la HRV han evolucionado, así como las técnicas de procesamiento. Aunque, comúnmente el método para analizar la HRV se basa en el análisis estadístico, tanto en el dominio del tiempo como en el dominio de la frecuencia, nuevos métodos emplean el análisis de la dimensión fractal, búsqueda de singularidades con transformada wavelet, etc [9].

Por otro lado, la medición de potenciales ventriculares tardíos también ha demostrado su utilidad en la predicción de infartos [10]. Estos potenciales pueden ser detectados con electrocardiógrafos de alta resolución [11] y es un estudio que generalmente se realiza bajo condiciones muy estrictas de movilidad para el paciente.

Algunas técnicas más recientes enfocadas al estudio de la HRV y el estudio de potenciales tardíos, requieren mayor resolución del ECG, tanto en tiempo como en amplitud.

Los registros del ECG tanto de alta resolución como los registros típicos que exige la norma para uso clínico, han permitido al especialista el diagnóstico de algún padecimiento cardiovascular, basándose en las condiciones generales del paciente así como en la forma de onda del ECG. Sin embargo, existen trastornos que sólo se presentan en determinadas condiciones fisiológicas, por esta razón el monitoreo de un paciente propenso a desarrollar alguna arritmia debe ser continuo por un lapso aproximado de 24 horas.

1.2 Estado del arte

Un método clásico para la adquisición del ECG en el estudio de arritmias, es el método propuesto por Norman J. Holter [12]. El método consiste en registrar la actividad eléctrica del corazón, mientras el paciente realiza sus tareas rutinarias durante un periodo de 24 horas. Las grabadoras utilizadas para este fin llevan el nombre de monitor Holter. Actualmente, existen monitores Holter que permiten el análisis en tiempo real del ECG [12], así como el almacenamiento por periodos que van más allá de las 72 horas [13]. Los modelos más comunes de monitores Holter utilizan 3 canales y algunas más sofisticadas utilizan 8 canales.

Los fabricantes de circuitos integrados han desarrollado circuitos dedicados especialmente a la adquisición de biopotenciales, tal es el caso de los circuitos ADAS1000 (*Analog Devices*) [14] y el ADS129X (*Texas Instruments*) [15]. Para este prototipo se utilizó el circuito integrado ADS1298 de *Texas Instruments*, pues ofrece una resolución de 24 bits por canal, así como 8 canales disponibles para ECG y toda la circuitería necesaria para adquirir el ECG de acuerdo a las normas para uso clínico. En comparación con el ADAS1000, el ADS1298 cuenta con un módulo especial para el circuito de pierna derecha.

Por otro lado, los nuevos algoritmos para procesamiento del ECG utilizados en equipos comerciales se mantienen como secreto industrial, aunque en el ámbito académico y las

publicaciones especializadas, es común encontrar algoritmos para ECG con la suficiente documentación para su implementación.

Los trabajos relacionados a la detección del complejo QRS reportados en la literatura alcanzan exactitudes por encima del 98% [16]. Algunos operan en tiempo real, pero dedicados únicamente a la adquisición y procesamiento del ECG a frecuencias de muestreo inferiores a 500 Hz [17]. Algunos otros utilizan métodos de detección cuya complejidad radica en la comparación de forma del complejo QRS [18]. El prototipo presentado en este trabajo utiliza un algoritmo basado en un algoritmo clásico para la detección del complejo QRS que alcanza una exactitud del 99.8% [19]. A diferencia del resto de trabajos mencionados, el presentado puede operar en tiempo real a una frecuencia de muestreo de 500 Hz.

En esta tesis, el circuito que se encarga del procesamiento del ECG así como el control del resto de los periféricos es el dsPIC33FJ64MC802 [20], un *Digital Signal Controller* (DSC) de *Microchip Inc.* Este DSC tiene módulos que permiten la ejecución de operaciones de multiplicación y acumulación en un solo ciclo, permitiendo ejecutar operaciones de producto interno entre dos vectores de manera eficiente. Además de tener la posibilidad de re direccionar algunos pines para sus periféricos de acuerdo a las necesidades del operador, permitiendo la reducción de espacio en la fabricación del circuito impreso.

En cuestiones de almacenamiento, los trabajos reportados que utilizan dispositivos de estado sólido como las tarjetas SD, utilizan módulos externos encargados de realizar la interfaz con la unidad de principal de procesamiento, reduciendo la carga de procesamiento pero aumentando el tamaño físico y el consumo de energía del prototipo [21]. El prototipo propuesto fue cargado con firmware desarrollado a la medida para el manejo óptimo de una tarjeta SD formateada con el sistema de archivos FAT16 de la empresa Microsoft. Con la acción mencionada, se redujo el tamaño del prototipo, con su respectivo costo computacional y de consumo energético que ello implica.

Aunque las grabadoras comerciales de uso clínico tienen prestaciones bastante robustas que difícilmente se pueden obtener con métodos rudimentarios de fabricación, están limitadas por las exigencias del mercado. Por otro lado, las exigencias en los centros de investigación no están directamente ligadas a las necesidades del mercado. Es común que los dispositivos empleados en investigación, superen en rendimiento las prestaciones de los equipos comerciales para uso clínico. Existen equipos para adquisición de biopotenciales para uso en investigación muy sofisticados pero de costo elevado. El trabajo propuesto en esta tesis otorga algunas prestaciones de equipos para investigación, pero, de construcción accesible para algún estudiante de bioingeniería. Además, el diseño está planeado para su reproducción con métodos rudimentarios de fabricación de circuitos impresos.

1.3 Objetivo

Desarrollo de un prototipo de un monitor ambulatorio para la adquisición y almacenamiento del ECG de 3 canales de larga duración con un detector del complejo QRS en tiempo real para la medición de la frecuencia cardíaca instantánea.

1.3.1 Objetivos específicos

- Implementar el hardware necesario para el registro y almacenamiento del ECG de 3 derivaciones simultáneas y la frecuencia cardíaca, con una duración mínima de 24 horas, en un dispositivo de estado sólido.
- Implementar el algoritmo de control de periféricos.
- Implementar en hardware un algoritmo para la detección automática del pico de la onda R basado en la transformada wavelet continua, para la medición continua de la frecuencia cardíaca.
- Desarrollar interfaz usuario-hardware.
- Implementar un sistema portátil de bajo consumo, tamaño y peso mínimo.
- Desarrollar el software que facilite al paciente el acceso a su registro.
- Validar el sistema con registros de sujetos sanos y diabéticos.

1.4 Estructura de la tesis

El contenido de los capítulos siguientes se centra en presentar: el marco teórico, el desarrollo, resultados y conclusiones de este trabajo.

El capítulo 2 se divide en dos secciones. La primera, presenta las nociones de electrocardiografía así como los principios de instrumentación para la amplificación de la señal ECG. En la segunda sección, se presenta la técnica de procesamiento digital para la señal ECG propuesta, en particular el algoritmo de detección del pico de la onda R utilizando la transformada Wavelet.

En el capítulo 3 se presentan de manera detallada el proceso de diseño del prototipo, los elementos de software y hardware que lo componen, así como también una breve introducción al principio de operación de algunos dispositivos.

En el capítulo 4 se presentan las pruebas y resultados obtenidos: duración de la batería, ancho de banda, relación de rechazo de modo común (CMRR), así como la validación del algoritmo propuesto.

En el capítulo 5 se discuten los resultados obtenidos y en el capítulo 6 se presentan las conclusiones y perspectivas de esta tesis.

El apéndice A contiene el diagrama eléctrico de la herramienta desarrollada.

El apéndice B presenta parte del código fuente del Firmware para el dispositivo controlador dsPIC33FJ64MC802, relacionado al algoritmo de detección e implementación de la transformada wavelet.

Capítulo 2 Antecedentes

Actualmente la primera causa de muerte en el mundo está relacionada a las enfermedades cardiovasculares, entre ellas, los ataques al corazón. En la mayoría de los casos, estos ataques no presentan síntomas y provocan muerte súbita. Son ocasionados por lesiones en los ventrículos, alterando el sistema de conducción cardiaco, y en consecuencia reduciendo el rendimiento cardiaco. En estas condiciones, existe mayor riesgo de que el corazón entre en fibrilación ventricular y el individuo muera súbitamente, por falta de oxígeno en su cuerpo.

El estudio de los trastornos del sistema de conducción cardiaco, particularmente los asociados a arritmias, requiere información que ocurre fuera del intervalo establecido para la electrocardiografía de rutina en clínica. Un intervalo de tiempo suficiente para el estudio de arritmias lo permite la técnica propuesta por Norman J. Holter, ya que permite el registro de por lo menos 24 horas de actividad eléctrica del corazón. Las grabadoras comerciales utilizadas para este fin, pueden procesar la información de manera *on-line*, sin embargo, algunos tipos de análisis recientes, requieren mayor resolución que el ECG convencional.

En este capítulo se presentan los conceptos básicos de electrocardiografía, instrumentación electrónica y una introducción al uso de la transformada wavelet para la detección del pico de la onda R en el ECG.

2.1 Electrocardiografía

En esta sección se dará una breve introducción a los conceptos básicos de electrocardiografía. Partiendo de un panorama general de la anatomía y fisiología del corazón, arritmias, variabilidad de la frecuencia cardiaca y las derivaciones de uso clínico en electrocardiografía. Posteriormente, se incluye una breve reseña histórica hasta nuestros días, sobre avances tecnológicos en instrumentación electrocardiográfica.

2.1.1 Anatomía y fisiología del corazón

El corazón es el órgano especializado en controlar el flujo de la sangre a través del cuerpo, vía venas y arterias. El flujo de la sangre permite el intercambio de nutrientes y residuos del metabolismo celular, así como la descarga de bióxido de carbono y el transporte de oxígeno. El funcionamiento correcto de este órgano requiere la sincronización rítmica entre contracciones y relajaciones en determinadas zonas del miocardio. Para tener más clara la importancia de este órgano, se presenta a continuación una descripción breve de la anatomía del corazón, circulación sanguínea y el sistema de conducción eléctrica del corazón.

2.1.1.1 El corazón

Un corazón normal tiene cuatro cámaras, dos aurículas (izquierda y derecha) y dos ventrículos (izquierdo y derecho). Las cámaras actúan como almacén temporal de sangre y se contraen de forma sincronizada para mantener el movimiento de la sangre, constante y en una sola dirección. De esta manera se movilizan los desechos del metabolismo celular y se realiza el intercambio de bióxido de carbono por oxígeno.

Las contracciones rítmicas del corazón ocurren gracias a la acción de un músculo especializado denominado miocardio, el cual está controlado por el sistema nervioso autónomo (figura 2.1).

El sistema nervioso autónomo simpático (SNAS) y parasimpático (SNAP) controlan la frecuencia de los latidos del corazón, a través de: el nodo sinoauricular, el nervio vago, los barorreceptores y el nervio glosofaríngeo. En estado de reposo los latidos del corazón están controlados en mayor proporción por el SNAP. Cuando el cuerpo cambia de un estado de reposo al de actividad física, el SNAS tiene mayor presencia que el SNAP.

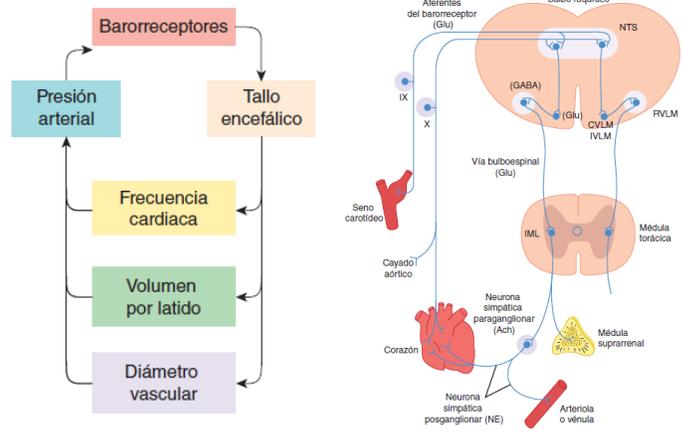


Fig. 2. 1 Representación gráfica del control del corazón [4].

Por otro lado, la dirección del flujo sanguíneo es controlada por el corazón a través de válvulas anti retorno. La válvula que interconecta la aurícula derecha con el ventrículo derecho, es nombrada válvula tricúspide. El ventrículo derecho está comunicado con el tronco pulmonar a través de la válvula pulmonar. La aurícula izquierda envía la sangre al ventrículo izquierdo a través de la válvula mitral. Finalmente el ventrículo izquierdo envía la sangre hacia la arteria aorta a través de la válvula aórtica. (figura. 2.2). Las flechas indican la dirección del flujo sanguíneo

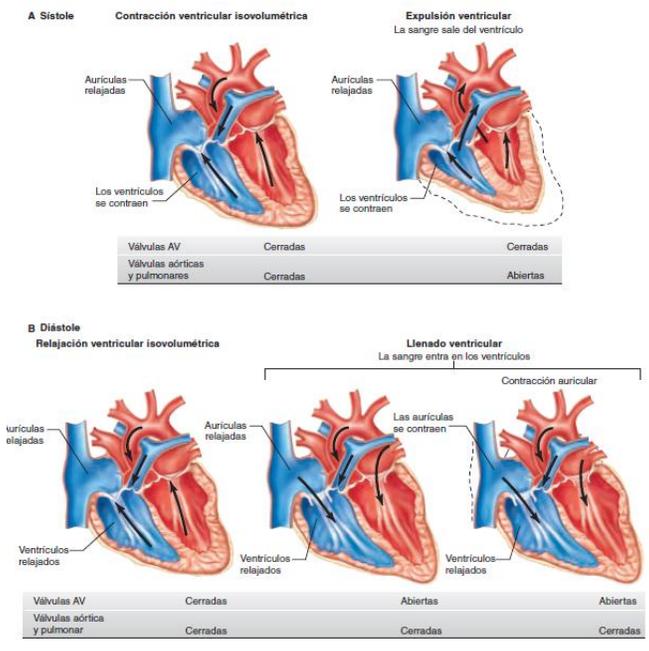


Fig. 2.2. Flujo sanguíneo en los ciclos de diástole y sístole [4]

2.1.1.2 Sistema circulatorio

La circulación sanguínea comprende tres tipos:

- a) Sistémica
- b) Pulmonar
- c) Coronaria

La circulación sistémica comprende el flujo de ida y de regreso de la sangre al corazón irrigando la mayor cantidad de órganos del cuerpo, exceptuando los pulmones y el propio corazón. La circulación pulmonar comprende la irrigación de los pulmones, donde se realiza el intercambio de bióxido de carbono por oxígeno. La circulación coronaria comprende la irrigación del propio corazón.

La vena cava superior y la vena cava inferior, guían el flujo sanguíneo rico en bióxido de carbono hacia la aurícula derecha. La sangre es expulsada desde la aurícula derecha hacia el ventrículo derecho a través de la válvula tricúspide. Una contracción del ventrículo derecho, empuja la sangre hacia el tronco pulmonar a través de la válvula pulmonar, la válvula tricúspide se cierra oponiéndose al retorno del flujo sanguíneo hacia la aurícula derecha. En los pulmones se realiza el intercambio de bióxido de carbono y oxígeno a través de estructuras capilares. La sangre rica en oxígeno es captada en la aurícula izquierda. El ventrículo izquierdo recibe la sangre a través de la válvula mitral. Cuando hay una contracción del ventrículo izquierdo, la sangre rica en oxígeno pasa por la válvula aórtica llegando a la arteria aorta, repartiéndose al resto del sistema circulatorio [4].

Por otro lado, el corazón se auto-irriga a través de la circulación coronaria. Las arterias coronarias nacen de la arteria aorta y las venas del corazón se unen en el seno coronario, desembocando directamente en la aurícula derecha.

Las contracciones y dilataciones de las cámaras del corazón se definen como sístole y diástole respectivamente. En ambos casos estas contracciones y relajaciones son realizadas

por el miocardio para cambiar el flujo sanguíneo de acuerdo a la demanda de energía del cuerpo.

En la sístole ventricular la sangre es expulsada de los ventrículos, alcanzando la presión de 120 mmHg en el ventrículo izquierdo y 25 mmHg en el ventrículo derecho. En la diástole ventricular, los ventrículos se llenan de la sangre proveniente de las aurículas y al mismo tiempo, las válvulas aortica y pulmonar se cierran [4].

Para el caso de la sístole y diástole auricular, los eventos son similares. Las aurículas se llenan en la fase de diástole con la sangre proveniente de las venas. Después en la sístole auricular, la sangre es enviada a los ventrículos.

Los eventos de sístole y diástole no sincronizados ocasionarán alteraciones en las funciones del resto de las células del cuerpo. Esta desincronización puede ser ocasionada por fallos en el sistema de conducción del miocardio.

2.1.1.3 Origen del latido cardiaco

El latido del corazón es el resultado de la propagación de impulsos eléctricos en el músculo cardiaco (miocardio) provocando los eventos de sístole y diástole que movilizan la sangre por el sistema circulatorio.

El músculo cardiaco se compone de dos tipos de músculo, especializado (autónomo) y ordinario. El músculo especializado, se encarga de controlar las contracciones del músculo ordinario, a través de la conducción de los impulsos eléctricos por sus fibras. El músculo especializado también es conocido como red de conducción cardiaca, figura 2.3. [4].

La red de conducción cardiaca se compone de varias estructuras, las más importantes son: nodo seno auricular, nodo auriculo-ventricular o nodo atrio-ventricular, haz de His, ramas del haz y fibras de Purkinje.

Algunas partes del sistema de conducción del miocardio son capaces de producir descargas espontáneas. Sin embargo, el nodo sinoauricular se descarga con mayor frecuencia. El impulso eléctrico se dispersa a partir del nodo sinoauricular hacia el resto del sistema de conducción, antes de que en alguna sección del sistema ocurra alguna descarga no sincronizada.

Los impulsos generados en el nodo sinoauricular pasan de las vías auriculares al nodo atrioventricular, después al haz de His, las ramas del mismo haz, hasta las fibras de Purkinje, para terminar en el músculo ventricular [4].

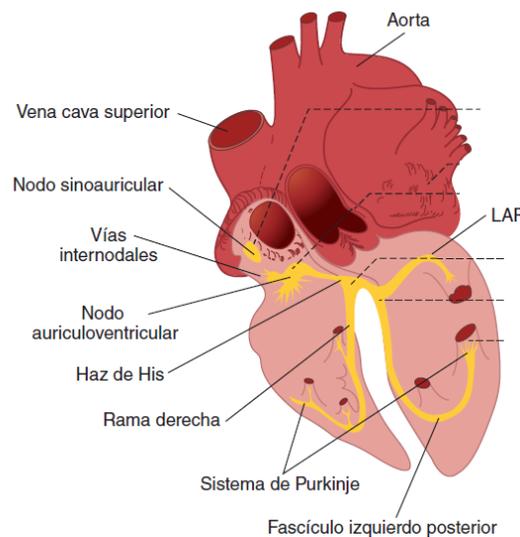


Fig. 2.3. Red de conducción cardíaca [4].

2.1.1.4 Potencial de acción cardíaco y formación de las ondas del ECG

El término potencial de acción generalmente hace referencia un impulso de voltaje iónico. Este impulso ocurre cuando la intensidad de los estímulos que excitan a la membrana celular, alcanzan el nivel de un umbral definido. El nivel de dicho umbral está definido por: la composición iónica del medio intracelular y de la membrana celular [4].

El potencial de acción cardíaco, se puede describir en varios eventos, figura 2.4. Inicia con la fase de despolarización (fase 0), fase de meseta y repolarización (fases 1, 2 y 3) y fase de reposo (fase 4).

Cuando los iones se encuentran en equilibrio con el gradiente de concentración y el gradiente eléctrico, la membrana presenta un potencial de reposo. Este potencial de reposo (potencial de reposo del potasio, K^+) se encuentra alrededor de los -90 mV.

La fase de despolarización ocurre cuando hay un desequilibrio en los alrededores de la célula, de tal manera que el desequilibrio excite a la membrana celular hasta el umbral de activación (aproximadamente -70 mV). Cuando la membrana alcance el umbral su voltaje cambiará abruptamente hasta aproximadamente $+20$ mV o $+30$ mV.

Las células del miocardio, permiten mantener el potencial de despolarización por una cantidad de tiempo mayor al de las células nerviosas. Durante este periodo de tiempo, la célula no puede ser excitada sin importar la intensidad del estímulo aplicado. A esta fase se le conoce como: fase de meseta y dura aproximadamente entre 200 a 400 ms. Esta fase comprende el intervalo PRA, que quiere decir periodo refractario absoluto.

Para recuperar el estado de equilibrio, la membrana celular expulsa los iones que estén generando el desequilibrio entre el medio interno y el medio intracelular. El restablecimiento del potencial de membrana hacia el potencial de reposo, se acelera cuando el nivel del potencial de acción llega aproximadamente a -20 mV. A esta fase se le conoce como fase de repolarización. Al final de esta fase, puede incidir un estímulo muy intenso de tal manera que, vuelva a generarse un potencial de acción. Esta última porción de la fase de repolarización, también es conocida como: periodo refractario relativo, PRR.

Finalmente, la célula trata de recuperar el estado de reposo. Durante este lapso de tiempo (periodo de excitabilidad supra normal), un estímulo débil puede volver a desencadenar un potencial de acción.

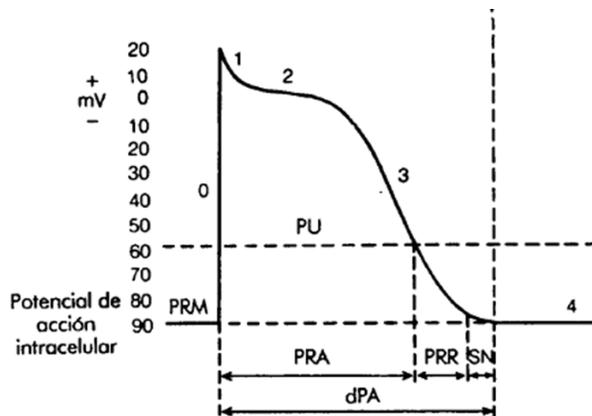


Fig. 2.4. Potencial de acción de células cardíacas [22].

En distintas secciones del corazón se presentan potenciales de acción diferentes y específicos para dicha región. El potencial de acción en el nodo sinoauricular, es distinto del potencial de acción en las fibras de Purkinje. Este fenómeno se debe a las diferencias de conductividad iónica de la membrana celular de las fibras del miocardio.

La diferencia en forma de los potenciales de acción, junto con la sincronía establecida por células del miocardio produce un patrón eléctrico característico del latido cardíaco, que puede servir para diagnosticar al sistema de conducción cardíaco.

2.1.2 Electrocardiograma

La superposición de los distintos potenciales de acción de las células del miocardio forma el trazado típico del ECG, figura 2.5. Las células muestran su potencial de acción en distintos instantes, generalmente cuando el sistema de conducción del corazón está en buen estado, el potencial nace en el nodo SA y termina en las fibras de Purkinje.

De acuerdo a la propagación del potencial de acción del sistema de conducción cardíaca, se presentan ondas en el ECG asociadas a la actividad de las aurículas y los ventrículos.

La onda P: se asocia a la señal de activación de las aurículas, para crear la diástole auricular. Su duración es menor de 100 ms y su voltaje no excede los 2.5 mV.

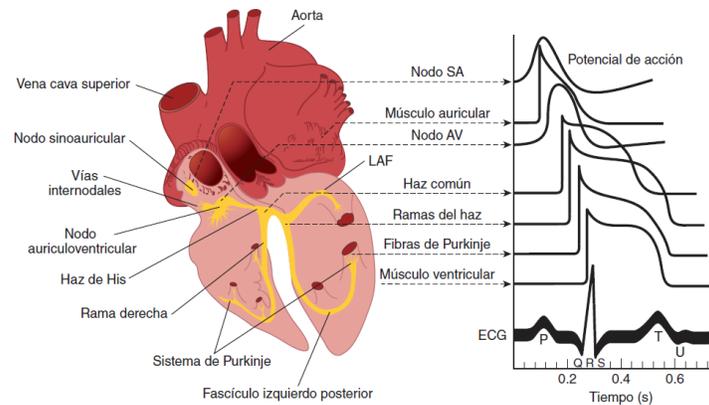


Fig. 2. 5. Formación de las ondas del ECG a partir de la superposición de los potenciales de acción del sistema de conducción cardíaco [4].

El complejo QRS: representa la llegada de la señal de activación a ambos ventrículos, y la sístole ventricular. Su duración es de 80 a 100 ms.

La onda T: Corresponde a la primera fase de la repolarización ventricular. Cuando la frecuencia cardíaca aumenta, la onda T reduce su duración.

La onda U: Es una onda muy pequeña que se observa después de la onda T y puede no aparecer. Representa oscilaciones ocasionadas por la repolarización de los ventrículos.

En la figura. 2. 6, se muestra la forma de onda del ECG en papel cuadriculado. Cada cuadro mide 1 mm, de manera vertical se utiliza como unidad de medida de la amplitud de la señal ECG y de manera horizontal es la unidad de medida del tiempo.

Los intervalos de tiempo entre las diferentes ondas del ECG son importantes en el diagnóstico electrocardiográfico. Pues, reflejan procesos electrofisiológicos y tienen implicaciones clínicas cuando están fuera del margen de variación normal.

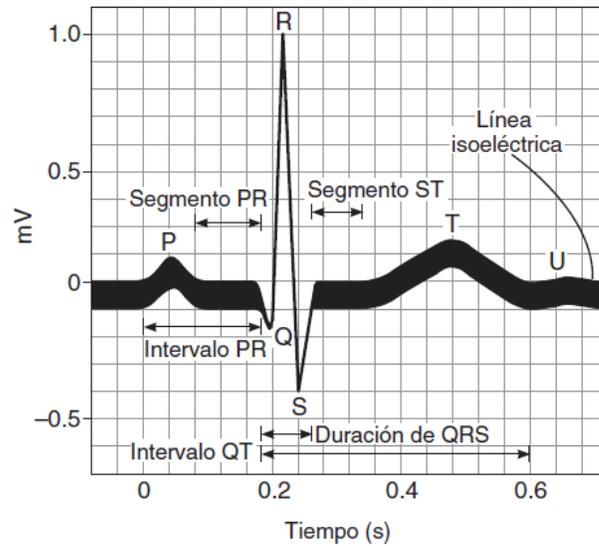


Fig. 2. 6. Trazado típico del electrocardiograma [4]

Las duraciones anormales en intervalos, ausencia de ondas o bien las amplitudes fuera de lo normal permiten al especialista diagnosticar: el sistema de conducción del corazón, el estado del músculo ordinario, la condición de este órgano como bomba de sangre, aparición de ritmos patológicos y otros trastornos no-cardíacos.

2.1.2.1 Intervalos y segmentos del ECG

El ECG es dividido en intervalos y segmentos que son utilizados para diagnosticar alguna patología. Existen intervalos y segmentos formados por las combinaciones de inicios y finales de ondas. A continuación se describen 2 intervalos y un segmento [4]:

Intervalo PR: Se asocia al retraso fisiológico que sufre el impulso eléctrico en el nodo auriculo-ventricular. Su duración debe estar entre los 120 y 200 ms. Durante este periodo de tiempo, las aurículas comienzan a relajarse.

Segmento ST: Se mide desde el final del QRS hasta el inicio de la onda T. Se asocia al comienzo de la repolarización ventricular.

Intervalo QT: Comprende desde el inicio del complejo QRS hasta el final de la onda T, representa la despolarización y repolarización ventricular. Su duración estará entre 320 y 400 ms.

2.1.3 Frecuencia cardiaca

La frecuencia cardiaca, *heart rate* (HR) es definida como el número de latidos que ocurren en un intervalo de tiempo definido, generalmente en un minuto. En personas sanas, se han detectado frecuencias en el orden de 60 latidos por minuto y frecuencias máximas de 120 latidos por minuto [4].

Estrictamente hablando, la duración del latido del corazón se mide desde el inicio de la onda P. El intervalo PP es el que está comprendido entre dos ondas P consecutivas y se asocia a la duración total del latido. Sin embargo, en la práctica se utiliza el intervalo RR en vez del intervalo PP, ya que utilizando métodos convencionales de procesamiento de señales, la detección del pico de la onda R resulta más simple que la detección del inicio de la onda P.

Para calcular la frecuencia cardiaca instantánea se recurre al recíproco del intervalo RR. En la práctica la frecuencia cardiaca se mide en número de latidos por minuto. La medición suele ser el promedio del intervalo RR de varios latidos (2.1).

$$HR = \frac{60}{RR_{AVG}} \quad (2.1)$$

Dónde, RR_{AVG} es el promedio del intervalo RR entre varios o todos los latidos, medido en segundos.

El intervalo RR entre cada latido suele tener una variación relativamente grande cuando la frecuencia cardiaca está en el orden de los 60 latidos por minuto y cuando la frecuencia cardiaca aumenta, la variación del intervalo RR suele ser menor.

2.1.4 Derivaciones para el registro del ECG

En electrocardiografía se utiliza el término derivación cuando se hace referencia a la diferencia de potencial entre dos electrodos ubicados en la superficie corporal. Esto implica que, existe una separación espacial entre los electrodos positivo y negativo del medidor de potencial eléctrico. Para una determinada derivación es posible utilizar distintos pares de electrodos, así como distintas ubicaciones para cada electrodo, permitiendo registrar desde distintos ángulos la actividad eléctrica del corazón.

El registro de la actividad eléctrica del corazón es diferente para cada derivación, debido a los cambios espaciales y temporales de la conductividad del cuerpo. Por lo tanto, cada derivación presenta diferencias respecto de las otras, algunas de estas diferencias son: atenuaciones, desfases, polarizaciones y duración de segmentos. Esta situación es la que hace imperativo el uso de estándares para las derivaciones de uso clínico. Uno de los estándares corresponde al registro de 12 derivaciones, definidas en la Tabla 2.1.

Las derivaciones bipolares creadas por William Einthoven, registran el potencial eléctrico que se presenta entre dos puntos, para esto se requieren 4 electrodos: Brazo derecho (RA), brazo izquierdo (LA), pierna izquierda (LL) y pierna derecha (RL), este último electrodo sirve como referencia, figura 2.7.

Para la derivación I, el potencial a registrar será, la diferencia entre el electrodo colocado en el brazo izquierdo (LA) y el electrodo colocado en el brazo derecho (RA).

Para la derivación II, un electrodo se coloca en la pierna izquierda (LL) y el otro estará en el brazo derecho (RA).

Tabla 2.1. Derivaciones para uso clínico, ECG de 12 derivaciones [23].

Tipo de derivación	Electrodos	Definición
Bipolares de extremidades (Einthoven)	LA, RA, LL, RL	$I = LA - RA$ $II = LL - RA$ $III = LL - LA$
Aumentadas (Goldberger)	LA, RA, LL, RL	$aVR = RA - \frac{LA + LL}{2}$ $aVL = LA - \frac{LL + RA}{2}$ $aVF = LL - \frac{LA + RA}{2}$
Unipolares precordiales (Wilson)	$v_1, v_2, v_3, v_4, v_5, v_6$	$V1 = v_1 - \frac{LA + RA + LL}{3}$ $V2 = v_2 - \frac{LA + RA + LL}{3}$ $V3 = v_3 - \frac{LA + RA + LL}{3}$ $V4 = v_4 - \frac{LA + RA + LL}{3}$ $V5 = v_5 - \frac{LA + RA + LL}{3}$ $V6 = v_6 - \frac{LA + RA + LL}{3}$

Para la derivación III, se tomará la diferencia entre LL y LA.

Frank Wilson propone el uso de derivaciones unipolares, ya que permiten el registro del potencial absoluto entre un electrodo y un punto de referencia conocido como: Terminal Central de Wilson (TCW), figura 2.8. La TCW, se puede registrar en el nodo dónde se unen tres resistencias del mismo valor, preferentemente mayores a 5 kΩ, cada una de estas resistencias parte de cada uno de los miembros RA, LA y LL. En la TCW, el potencial es el promedio de los niveles registrados en RA, LA y LL.

Con la TCW como referencia y 6 electrodos (v_1, v_2, \dots y v_6) es suficiente para registrar la actividad eléctrica del corazón en el plano transversal, en el caso del uso clínico del ECG.

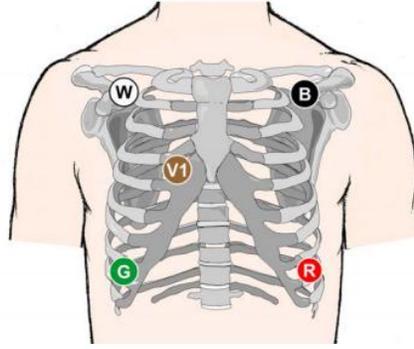


Fig. 2.7. Colocación de electrodos para el registro de una derivación precordial y derivaciones bipolares I, II y III. [24]

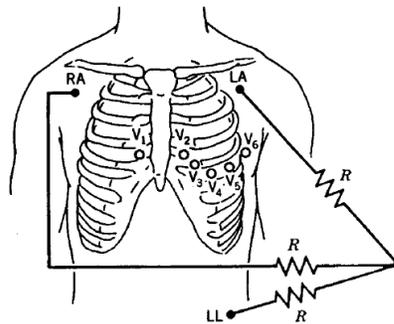


Fig. 2.8. Terminal central de Wilson y ubicación de las derivaciones precordiales [22].

El cardiólogo Emanuel Goldberger, propone el uso de las derivaciones aumentadas para obtener el potencial absoluto de cada uno de los miembros RA, LA y LL (figura 2.9). Goldberger modificó la red propuesta por Wilson, para resaltar hasta en un 50% el potencial absoluto del brazo derecho (aVR), brazo izquierdo (aVL) y pierna izquierda (aVF). Las modificaciones a la red de Wilson, requieren que el punto de referencia sea el potencial promedio entre dos electrodos.

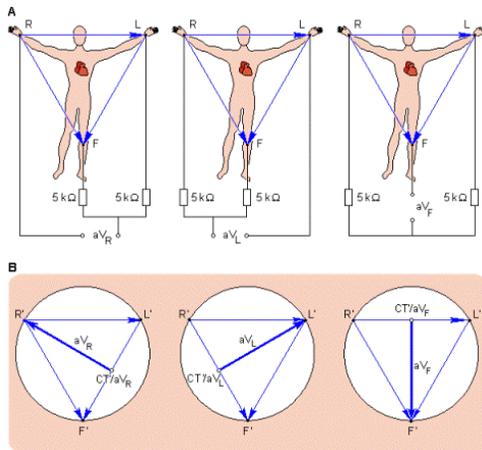


Fig 2.9. Derivaciones aumentadas. [25]

En conjunto las derivaciones I, II, III, aVR, aVL, y aVF registran la actividad eléctrica del corazón en el plano frontal. Para el plano transversal se utilizan V1, V2, V3, V4, V5 y V6.

Para sistemas de monitoreo en pacientes de cuidado intensivo el uso de las 12 derivaciones implica un volumen de información elevado que hace impráctico su uso. En lugar de utilizar 12 derivaciones, se emplean 3 derivaciones ya sean las ortogonales o las quasi-ortogonales ya que representan las componentes principales del vector cardiaco en los tres ejes X, Y y Z, Figura 2.10. Las derivaciones pueden ser V6, aVF y V2, o bien aVF, I y V2.

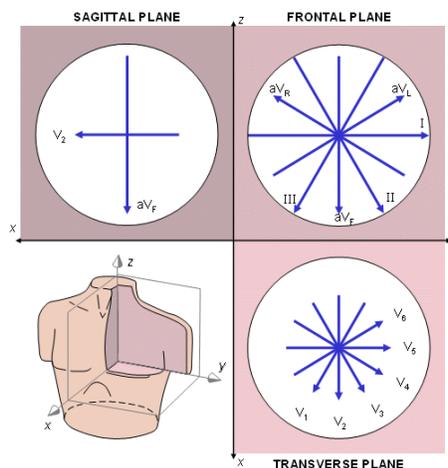


Fig. 2.10. Derivaciones quasi-ortogonales, representan las componentes principales del vector cardiaco en los tres ejes X, Y y Z. Las derivaciones pueden ser V6, aVF y V2, o bien aVF, I y V2 [25].

2.2 Cardiopatía isquémica

Es una enfermedad cardiovascular que sigue estando entre las principales causas de muerte a nivel nacional y mundial [1, 2]. Involucra la muerte de parte de las células del miocardio con el potencial de ocasionar arritmias malignas e infarto del miocardio, figura 2.11. En algunos casos se puede manifestar dolor en el pecho (angina de pecho) y en otros casos, no hay tal dolor (isquemia silente).

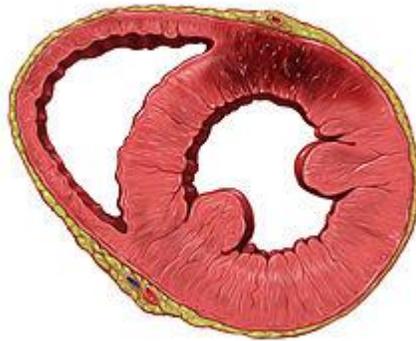


Fig. 2.11. Infarto agudo al miocardio [26]

Esta enfermedad es ocasionada por un bloqueo temporal o permanente en las ramificaciones de las arterias coronarias (aterosclerosis coronaria), impidiendo la llegada de nutrientes a determinadas secciones del miocardio, figura 2.12. Los bloqueos se deben a la formación de coágulos de sangre sobre el endotelio de los vasos sanguíneos [4,27].

El desarrollo de aterosclerosis comienza con la formación de la placa de ateroma, eventualmente se desarrolla lesión en las células endoteliales, produciendo disfunción endotelial. La disfunción endotelial provocará: vaso espasmo, engrosamiento de la pared arterial y engrosamiento de la íntima.

Las principales causas de arterosclerosis son: las reacciones de oxidación y el depósito en exceso de colesterol C-LDL y otros componentes, bajo el endotelio. Cuando la placa de ateroma se desestabiliza y protruye hacia la luz del vaso sanguíneo, se produce lesión en el

endotelio que desencadena las reacciones de coagulación de la sangre, para formar un coágulo.

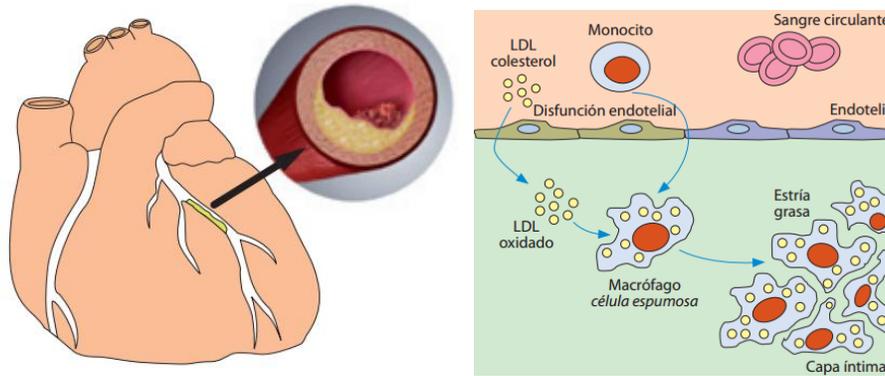


Fig 2.12. Aterosclerosis coronaria [27].

Para diagnosticar la isquemia en el miocardio, se emplean dos métodos: el ECG de larga duración y la ergometría o prueba de esfuerzo. Puesto que, los síntomas de dolor en el pecho no siempre ocurren bajo las mismas condiciones, se opta por el uso de un Holter para registrar el ECG en todo momento por un lapso mínimo de 24 horas, permitiendo el registro de los eventos anómalos que pudieran ocurrir en ese intervalo. Por otro lado, la prueba de esfuerzo o ergometría, es un método para diagnosticar la angina de pecho, en especial cuando, las anomalías en el ECG no ocurren en condiciones de reposo.

2.3 Arritmias

Las arritmias cardiacas están definidas como trastornos en el ritmo de los latidos del corazón. El ritmo de un corazón en buen estado es uniforme bajo condiciones normales. Cuando un sujeto pasa de un estado de reposo a un estado de actividad física, generalmente el incremento de su frecuencia cardiaca es gradual. De igual manera, cuando de la actividad física se pasa al estado de reposo, el cambio es gradual. Cuando hay arritmia en los latidos del corazón, el ritmo no es regular, a veces puede ser muy lento y a veces muy rápido.

Las arritmias pueden ser de ritmo acelerado o de ritmo lento. Cuando la frecuencia cardiaca se acelera hasta más de 100 latidos por minuto, se está hablando de una taquicardia. En cambio, si el cambio en la frecuencia cardiaca supera los 100 latidos por minuto pero los latidos durante ese cambio no son regulares, se está hablando de taquiarritmias. La bradicardia ocurre cuando la frecuencia cardiaca está por debajo de los 60 latidos por minuto y las bradiarritmias ocurren cuando los cambios en los latidos no son regulares [28].

Las arritmias pueden ser malignas o benignas, dependiendo de su origen. Cuando las arritmias son de origen cardiaco, se consideran malignas. Cuando las arritmias tienen un origen distinto al cardiaco se consideran benignas. Las arritmias causadas por las condiciones fisiológicas de un estado de peligro, sueño profundo, hipertiroidismo, fiebre, infecciones, etc. aceleran o ralentizan los latidos del corazón; estos tipos de arritmias se consideran benignas. Las arritmias malignas son aquellas ocasionadas por: arterosclerosis, bloqueo de rama, enfermedad del nodo sinoaricular, etc.

Cuando la arritmia es esporádica y sólo ocurre bajo condiciones especiales, se opta por el uso de la grabadora de ECG de larga duración. El ECG en reposo puede no presentar la información de la arritmia, pero, se puede complementar la información ya sea con una prueba de esfuerzo, o bien, con un estudio Holter.

2. 4 Variabilidad de la frecuencia cardiaca

La variación en el intervalo de tiempo de latido a latido del corazón es un parámetro conocido como: variabilidad de la frecuencia cardiaca, *Heart Rate Variability* (HRV). Dicho parámetro, refleja la actividad del sistema nervioso autónomo y el sistema cardiovascular. Para medir este parámetro, miembros de la *European Society of Cardiology* y la *North American Society of Pacing and Electrophysiology* presentaron un conjunto de directivas para estandarizar los métodos de análisis entre los distintos centros de investigación del mundo [7].

Los métodos para analizar la HRV pueden realizarse en el dominio del tiempo, el dominio de la frecuencia, el dominio escala tiempo, etc., pues es un parámetro que aún no ha terminado de investigarse.

2. 4.1 Parámetros en el dominio del tiempo

Los métodos en el dominio del tiempo comprenden un análisis geométrico, así como el análisis estadístico de la serie de tiempo de los intervalos RR de un registro. Algunas medidas de uso clínico son [7]:

- RRSD. La desviación estándar de todos los intervalos RR (variabilidad total)
- RRavg. El valor promedio de todos los intervalos RR
- RMSSD. El valor de la raíz cuadrada del valor medio de la suma de las diferencias al cuadrado de todos los intervalos RR sucesivos.

2. 4.2 Parámetros en el dominio de la frecuencia

Una herramienta clásica para este tipo de análisis es el basado en la transformada de Fourier aplicada a la serie de tiempo de los intervalos RR. Por medio del espectro de la serie de tiempo, se puede obtener un conjunto de parámetros que reflejan la actividad del sistema nervioso autónomo en varias bandas de frecuencia, dichos parámetros son [7]:

- TP. potencia total, refleja la varianza de todas las componentes de los intervalos RR inferiores a 0.4 Hz.
- ULF. Ultra baja frecuencia, este parámetro es visible en registros con duración de alrededor de las 24 horas. Se asocia a frecuencias menores a 0.003 Hz.
- VLF. Muy baja frecuencia, desde 0.003 Hz hasta 0.04 Hz.
- LF. Baja frecuencia (0.04 Hz a 0.15 Hz)
- HF. Alta frecuencia (0.15 Hz a 0.4 Hz)

- Proporción LF/HF

2.4.3 Valoración clínica de la variabilidad de la frecuencia cardiaca

Los latidos del corazón son regulados por la interacción de las dos ramas del sistema nervioso autónomo, simpático y parasimpático. Dependiendo de la demanda de algunas funciones del cuerpo humano, la frecuencia cardiaca se puede acelerar o ralentizar.

Las actividades de supervivencia requieren mayor demanda de energía y son controladas por el sistema nervioso simpático para aumentar la frecuencia cardiaca. Por otro lado aquellas actividades relacionadas al descanso y reposición de la energía (como la digestión), están a cargo del sistema nervioso parasimpático para reducir la frecuencia cardiaca. El sistema nervioso parasimpático actúa sobre el nodo sinoauricular y el nodo auriculoventricular a través del nervio vago para ralentizar el latido del corazón.

Un conjunto de estudios previos han determinado que existe una relación entre el aumento o disminución de la actividad simpática y la actividad vagal con arritmias de tipo maligno [7]. Dicha relación se ha llegado determinar a través de la HRV.

Los parámetros relacionados a la HRV generalmente se utilizan para diagnosticar patologías cardiacas así como el estado del sistema nervioso simpático y parasimpático. Se puede utilizar la HRV para estratificar el riesgo post infarto agudo de miocardio y la prevención de arritmias malignas.

En pacientes con diabetes mellitus puede reflejar el riesgo de muerte súbita o aumento de riesgo de complicaciones sistémicas, respecto de los pacientes no diabéticos. Otra aplicación de los parámetros de la HRV se extiende a la estratificación del riesgo de: hipertensión arterial, desarrollo de muerte cerebral, síndrome de fatiga crónica, etc. Cuando la presencia del sistema nervioso simpático es predominante, la HRV disminuye, y

generalmente ese fenómeno se asocia a algún trastorno de la salud. En caso contrario cuando HRV es mayor, puede reflejar mejor estado de salud [7].

2.5 Instrumentación para electrocardiografía

2.5.1 Reseña histórica de la electrocardiografía

Los trabajos relacionados a la visualización de los biopotenciales datan desde finales del siglo XVIII con las observaciones del médico, fisiólogo y físico italiano, Luigi Galvani (1737-1798), cuando él observa la contracción de un anca de rana, al inducirle un estímulo eléctrico en la médula espinal.

Durante la segunda mitad del siglo XIX, tienen lugar tres acontecimientos en electrocardiografía. Rudolph Albert von Kölliker y Heinrich Müller, observan la contracción de la pierna de una rana, al poner en contacto el nervio ciático de la rana con un corazón. Gabriel Lippman, desarrolla el electrómetro capilar, por el cuál recibe el Premio Nobel de Física a principios del siglo XX. Augustus Desire Waller registró en papel fotográfico las oscilaciones de una columna de mercurio, asociadas a la corriente eléctrica generada por el sujeto en observación. Waller se auxilió del electrómetro capilar de Lippman y la colocación de una columna de mercurio en el tórax del sujeto en observación, figura 2.13.

A principios del siglo XX, Willem Einthoven construye un galvanómetro para aplicación clínica, figura 2.14. Propone también: el papel de registro y establece el nombre de las ondas P, Q, R, S, T y la onda U.

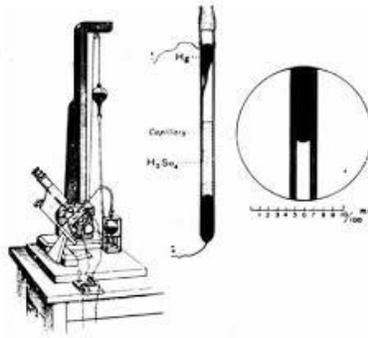


Fig. 2.13 Electrómetro capilar de Lippman y un registro de las oscilaciones de la columna de mercurio en papel fotográfico [29].



Fig. 2.14. Sir Thomas Lewis utilizando un electrocardiógrafo construido por *Cambridge Scientific Instrument Company* en 1911 [30].

Los avances en ciencia y tecnología han permitido un incremento en la robustez y la miniaturización de estos instrumentos. Se ha logrado mayor calidad en las señales bioeléctricas, gracias a los nuevos dispositivos de electrocardiografía.

2.5.2 Requerimientos mínimos para un ECG

La Asociación para el Avance de la Instrumentación Médica, *Association for the Advancement of Medical Instrumentation* (AAMI). Fundada en 1967 con sede en Arlington, Virginia, US, es un organismo encargado de establecer estándares que ayuden al avance en la instrumentación biomédica. Esta institución establece que, para obtener una señal electrocardiográfica de calidad, las características mínimas que debe tener un electrocardiógrafo son [31]:

- Impedancia de entrada: diferencial $> 2.5 \text{ M}\Omega$ y modo común $> 100 \text{ M}\Omega$
- Rango de entrada: $\pm 5 \text{ mV}$
- DC offset: $\pm 300 \text{ mV}$
- Resolución: $10 \mu\text{V}$
- Relación de Rechazo de Modo Común, *Common Mode Rejection Ratio* (CMRR) mínimo: 80 dB
- Ancho de banda: 0.05 Hz - 100 Hz

2.5.2.1 Amplificadores de biopotenciales

En general, para aplicaciones como la adquisición de la señal ECG, el amplificador de biopotenciales debe tener alta impedancia de entrada y al mismo tiempo contar con una elevada CMRR. Estas dos características, no son las únicas pero si son importantes y las puede cumplir un amplificador de instrumentación. La figura 2.15 muestra la interconexión de tres amplificadores operacionales para formar el amplificador de instrumentación. El buen desempeño de la amplificación depende de la simetría de este circuito. Actualmente, estos dispositivos se fabrican en un solo chip, o bien, un solo chip puede contener varios amplificadores de instrumentación [15]

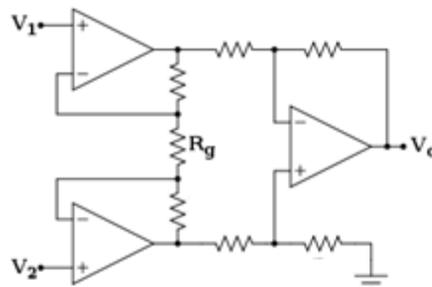


Fig. 2.15. Amplificador de instrumentación discreto.

2.5.2.2 Técnicas para mejorar la CMRR

Para mejorar la CMRR se pueden emplear distintas técnicas. Entre estas técnicas están aquellas basadas en hardware: implementación de blindajes y circuitos de retroalimentación; otras técnicas basadas en software, utilizan procesamiento digital. En las técnicas digitales, se destacan los filtros digitales adaptativos. Sin embargo, los blindajes permiten una solución efectiva para la disminución de interferencias.

El blindaje generalmente es conectado a un potencial de referencia; algunos otros son controlados por un circuito especial, también conocidos como: blindajes activos. El blindaje en general es del tipo eléctrico y consta de una jaula de Faraday que recubre a los cables de señal, previniendo la inducción del campo eléctrico entre los electrodos conectados a la fuente de señal y al amplificador de biopotenciales.

Otra técnica consiste en adquirir una muestra de la interferencia en modo común, invertir su fase y retroalimentarla al cuerpo a través de la pierna derecha. En electrocardiografía el circuito que realiza esta técnica, es conocido como: circuito de pierna derecha.

Un sistema simple para electrocardiografía recomendado por Texas Instruments, se muestra en la figura 2.16. El amplificador de instrumentación utilizado es el INA128 [32], este circuito amplifica la derivación DI. Además, tiene dos circuitos auxiliares, circuito para pierna derecha y otro para un blindaje activo de los cables de señal.

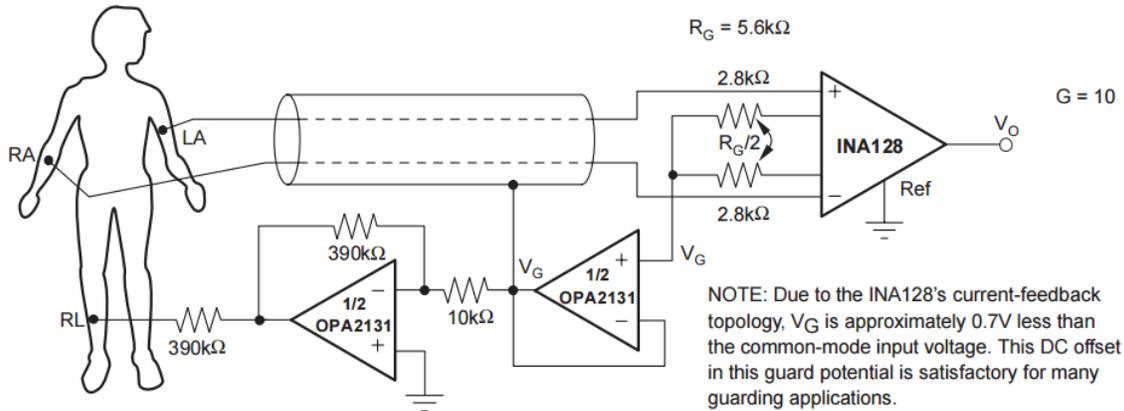


Fig. 2.16. Circuito simple para electrocardiografía con amplificador de instrumentación [32].

Actualmente existen dispositivos que integran la circuitería de un ECG en un solo chip, pues integran bloques tales como: amplificadores de instrumentación, terminal central de Wilson, circuito de pierna derecha, conversores analógico digital, etc. Este es el caso del circuito integrado ADS1298.

2.5.3 Electrocardiografía ambulatoria

El desarrollador de esta técnica fue el biofísico Norman Jeff Holter, a inicios de la década de 1970. La técnica consiste en registrar la actividad eléctrica del corazón por un periodo prolongado, 24 o 48 horas en general. Surge ante la necesidad de obtener registros representativos de las señales del corazón, mientras el individuo monitoreado, realiza sus actividades de manera cotidiana (en contraste con el ECG convencional en donde el individuo debe estar en reposo mientras se le toma el registro).

Para tomar un registro de ECG con un electrocardiógrafo convencional, el número de latidos registrados se limita entre 50 y 100 latidos. Comparando la cantidad de latidos en un periodo corto, dígame 1 minuto, con respecto a un registro de 24 horas, donde el número de latidos registrados está en el orden de los 100,000; existe una mayor probabilidad de encontrar datos que faciliten el diagnóstico de alguna cardiopatía que padezca el individuo.

En un principio, Norman Jeff Holter dedicaba sus investigaciones a la transmisión a distancia de las señales de ECG, utilizando señales de radiofrecuencia. El primer prototipo para hacer registros de ECG ambulatorio, pesaba 38 kg y tenía un alcance máximo de 10 m, Figura 2.17. Con el paso del tiempo, los sistemas para este tipo de registros, han evolucionado a la par de la tecnología microelectrónica, permitiendo registros de mayor duración, mayor resolución, dimensiones reducidas, más ligeros, menor consumo de energía, etc.



Fig. 2.17. Primer prototipo para hacer registros de ECG ambulatorio, pesaba 38 kg y tenía un alcance máximo de 10 m [12].

Para llevar a cabo la técnica de Holter, es necesario disponer de: un sistema de electrodos, una grabadora y un electrocardioanalizador. Los electrodos en el caso típico son de Ag/AgCl. Actualmente la grabadora suele ser de estado sólido, capaz de almacenar varios registros de 24 horas de ECG perteneciente a un solo individuo, aunque todavía existen grabadoras con cinta magnética, las grabadoras de estado sólido tienen mayor portabilidad y compatibilidad con los sistemas de análisis por computadora. El electrocardioanalizador en los albores de la técnica de monitoreo ambulatorio, eran osciloscopios que reproducían la señal de ECG almacenada en una cinta magnética, a una velocidad 10 veces superior a la velocidad de grabación. Por lo tanto, si se monitoreaba un minuto en el osciloscopio especial, se podían observar registros de una hora; cuando el cardiólogo detectaba alguna

anomalía, imprimía la sección del registro donde había ubicado la anomalía. Actualmente y hablando del caso típico, el electrocardioanalizador consiste en software con algoritmos dedicados a la extracción de características especiales de los registros de ECG [31].

En un principio, para llevar a cabo de manera correcta esta técnica, era necesario que el individuo tuviese un diario de los síntomas, en dónde se registraba la hora exacta y el tipo de sensaciones que ocurrían. De esta manera el cardiólogo podía correlacionar los eventos fisiológicos registrados con los síntomas. Eventualmente se podía diagnosticar alguna arritmia, evaluar la eficiencia de algún tratamiento, etc.

Hay tres tipos básicos de grabación: continua, intermitente y analítica en tiempo real. Este último tipo examina el ECG de forma continua y analiza cada latido cuando ocurre. En los sistemas de grabación analítica de tiempo real, las señales ECG son digitalizadas, codificadas y almacenadas en una memoria de estado sólido. Estos sistemas proporcionan un análisis inmediato del registro. De los tres, la grabación continua durante 24 o 48 h es el sistema que más se utiliza en la práctica clínica. Los sistemas de grabación intermitente son activados por el usuario, generalmente al momento de tener un síntoma.

2.5.4 Electrocardiografía de alta resolución

Es una técnica que permite registrar potenciales de corta duración y baja amplitud (entre 1 μV y 40 μV) en la señal del ECG convencional. Se recomienda que los registros se hagan a una frecuencia de muestreo de 500 Hz o mayor y que el rango mínimo detectable esté en el orden de centenas de nV [33].

Entre los principales micropotenciales del ECG que se pueden detectar y analizar con esta técnica, están los potenciales auriculares tardíos y los potenciales ventriculares tardíos. Su presencia se considera como factor de riesgo de arritmias auriculares y ventriculares malignas respectivamente. [11].

2. 6 Procedimiento para realizar un registro de ECG

La preparación del sujeto tiene relevancia en la calidad de la señal que se desea registrar. En primer lugar, se debe preparar la superficie para la colocación de los electrodos, eliminando parte las células muertas de la piel con algodón y alcohol, ya que en la aplicación de estos la superficie debe de estar limpia y seca; de ser necesario recortar el excedente de vello en los sitios de aplicación, una vez preparado el sujeto se colocan los cables del ECG en los electrodos y a su vez éstos deben colocarse en las regiones mencionadas en la sección de derivaciones.

Existen varios tipos de electrodos, pero los electrodos utilizados para este prototipo están fabricados con una capa de cloruro de plata, Ag/AgCl, figura 2.18.

Para registrar un ECG en reposo, es recomendable que el sujeto en observación se mantenga totalmente quieto y en posición decúbito dorsal. Para hacer pruebas de ergometría y/o electrocardiografía ambulatoria, la recomendación consiste en colocar los electrodos en el tórax preservando la ubicación con respecto a las extremidades.



Fig. 2.18. Electrodo para registro de ECG, aleación Ag/AgCl. [34]

2.7 Procesamiento digital del ECG con Transformada Wavelet

La transformación de una señal a otros dominios, permite mirar desde otra perspectiva la información contenida en esa señal. Una señal en el dominio del tiempo presenta un

conjunto de características que resaltan respecto de otras, al aplicar una transformación, se pueden resaltar aquellas características que en el dominio del tiempo no eran evidentes.

La transformada wavelet mapea la información del dominio del tiempo, al dominio escala-tiempo, a través del producto interno entre la señal de ECG y una familia de funciones base, conocida como wavelets.

La transformada wavelet tiene la versión continua y la versión discreta. En una transformación wavelet continua, la localización de eventos en el tiempo es más precisa que con la transformada wavelet discreta. La transformada wavelet discreta permite el mapeo de la información con menor número de operaciones que en la versión continua, esto se debe a la reducción de la redundancia de la información. Para la localización del pico de la onda R del ECG, en este trabajo se utiliza la Transformada Wavelet Continua, *Continuous Wavelet Transform* (CWT).

Por otro lado, la Transformada Wavelet Discreta, *Discret Wavelet Transform* (DWT) se puede emplear para la compresión de señales, esto es útil cuando se desea tener una vista previa de una señal en una pantalla de baja resolución.

En esta sección se describen los conceptos básicos sobre la operación de la CWT, así como el algoritmo de detección del pico de la onda R del ECG.

2.7.1 Transformada wavelet continua

La transformada wavelet resulta del producto interno entre una señal continua arbitraria y un conjunto de funciones ortonormales denominadas wavelets. El producto interno es mapeado como la ponderación de cada una de las funciones base, del conjunto perteneciente al espacio de Hilbert, L^2 . La CWT de una función $f(t)$, es definida con la ecuación (2.2) [35].

$$W_{a,b} = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{\infty} \psi^* \left(\frac{t-b}{a} \right) f(t) dt \quad (2.2)$$

Dónde, ψ^* corresponde al conjugado de la función wavelet madre; a y b son los parámetros de escala y traslación respectivamente.

Dependiendo de la elección de la wavelet madre los resultados de la transformada difieren y dependiendo de las características a analizar, algunas wavelets pueden funcionar mejor que otras.

2.7.2 Wavelets

La CWT opera con funciones base denominadas wavelets, cada una de estas wavelets es una versión dilatada y trasladada de una función patrón, denominada wavelet madre. La función wavelet madre debe cumplir las siguientes propiedades [36]:

Energía finita (2.3),

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} |\psi(t)|^2 dt < \infty \quad (2.3)$$

Tiene transformada de Fourier (2.4),

$$\hat{\psi}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \psi(t) e^{-\omega it} dt \quad (2.4)$$

Dónde, ω es denominada frecuencia angular.

Tiene comportamiento de filtro pasa banda (2.5):

$$C_g = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|\hat{\psi}(\omega)|^2}{\omega} dt \quad (2.5)$$

Dónde, la constante C_g , es denominada condición de admisibilidad.

Para wavelets complejas, el espectro de magnitud debe ser positivo y acotado.

Existen distintas familias de funciones que pueden actuar como wavelet madre, una de las familias corresponde a las derivadas de la campana gaussiana. Tanto la primera y segunda derivada de la campana gaussiana son ampliamente utilizadas en el procesamiento de señales ECG con wavelets, ya que tienen buena resolución en tiempo y frecuencia. En este trabajo se utilizó la primera derivada de la campana gaussiana (2.6) [36]:

$$\psi(a, b, t) = \frac{a}{\sqrt{2\pi}} (t - b) e^{-\frac{(t-b)^2}{2a^2}} \quad (2.6)$$

En otros trabajos similares se ha utilizado la familia de wavelets *B-Splines* y la DWT [17]

2.7.3 Algoritmo de detección del pico de la onda R del ECG

De los parámetros básicos a medir en señales electrocardiográficas, están: la frecuencia cardiaca, HR y la variabilidad de la frecuencia cardiaca, HRV. Estos dos parámetros indican: los latidos por minuto del corazón y la evolución de estos latidos a lo largo de un periodo definido (no mayor a 24 horas), respectivamente.

Una forma de medir la frecuencia cardiaca instantánea se basa en la medición del intervalo RR. Por lo que es necesario detectar el pico de la onda R del ECG. Para su detección, en esta tesis se ha desarrollado un algoritmo basado en la CWT utilizando como wavelet madre la primera derivada de una gaussiana. Cuando se aplica la CWT a la señal ECG, el pico R es mapeado en un cruce por cero en el dominio escala-tiempo, figura 2.19. Este cruce por cero es precedido por un valle, etiquetado con W_{min} y posterior al cruce por cero aparece un pico, etiquetado con W_{max} .

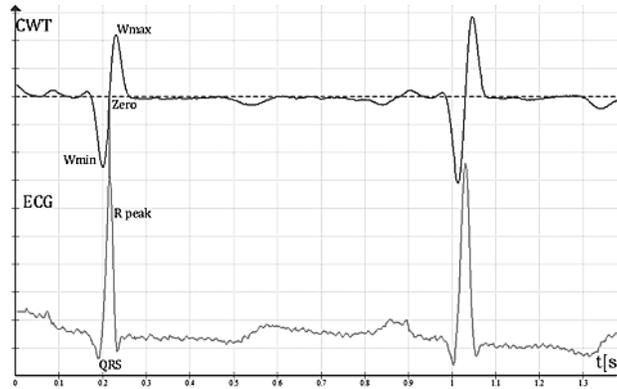


Fig. 2.19. Mapeo de una señal de ECG después de aplicar la CWT

El algoritmo de búsqueda fue diseñado para trabajar en sistemas *off-line* usando la CWT. La wavelet madre es una aproximación a la primera derivada de la campana gaussiana calculada con *B-splines* y la escala utilizada es la 3, que corresponde a un ancho de banda de 19 Hz a 64 Hz para una frecuencia de muestreo de 500 Hz. El algoritmo se presenta tal como es, a manera de entender el principio de operación y en el capítulo 3 se describen las modificaciones necesarias para implementarlo en un sistema embebido que realice la detección de manera *on-line*.

Este algoritmo se puede separar en dos partes. La primera parte se asocia a la calibración y ajustes iniciales. En la segunda parte se realiza la detección de todo un registro de ECG. En la figura 2.20 se muestra el diagrama de flujo del algoritmo original, propuesto por [19].

La primera parte consiste en la búsqueda del pico de la onda R en los primeros dos segundos de un registro para establecer los valores de los umbrales U_p y U_n , necesarios para la detección de: W_{min} , W_{max} y el cruce por cero asociado al pico R. Después, se realizan las primeras detecciones de R, para calcular los intervalos iniciales RR y RR promedio (RR_{avg}) y la HR.

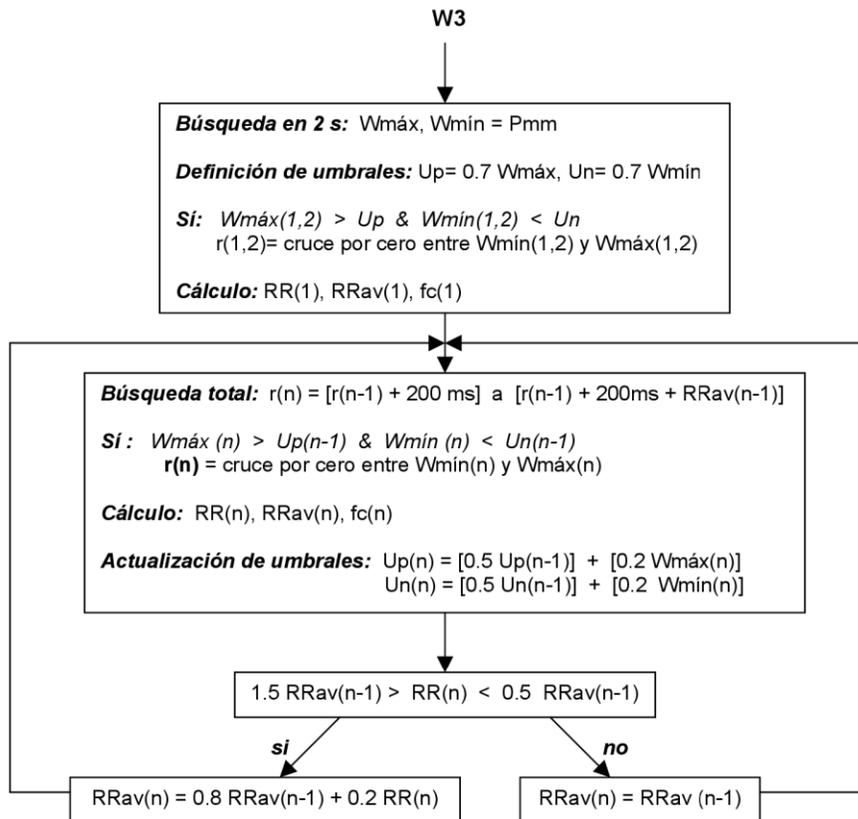


Fig. 2.20. Algoritmo de detección de pico de onda R [19]

En la segunda parte del algoritmo, se realiza la búsqueda de los parámetros W_{min} y W_{max} en la primera parte y en el resto del registro del ECG. Los umbrales U_p y U_n para la detección de R se van adaptando a las variaciones de amplitud del ECG y están definidos por los umbrales anteriores y los últimos valores de W_{min} y W_{max} calculados. Para evitar falsas detecciones en la búsqueda de los picos de R, se considera una ventana definida en su inicio por un periodo refractario de 200 ms después de encontrar un pico de R y en su final por un intervalo RR_{avg} , que está en función del intervalo RR_{avg} anterior y el último intervalo RR calculado.

Capítulo 3 Desarrollo

3.1 Solución propuesta

De manera general, la solución propuesta ante el planteamiento del problema y los objetivos presentados en los capítulos anteriores, consiste en: el desarrollo de un prototipo ambulatorio que acondicione, almacene y visualice el electrocardiograma (ECG) y la frecuencia cardíaca, *heart rate* (HR). Dicho prototipo debe contar con un algoritmo para el cálculo automático de la frecuencia cardíaca en tiempo real. En este capítulo se describen los métodos de diseño para el software, hardware y firmware que comprenden una solución al problema planteado.

La figura 3.1 muestra el diagrama a bloques del sistema propuesto. Las partes principales son: el sistema ambulatorio (Holter de tres canales para adquisición y almacenamiento del ECG y la frecuencia cardíaca) y el software de decodificación para visualizar los registros en la computadora.

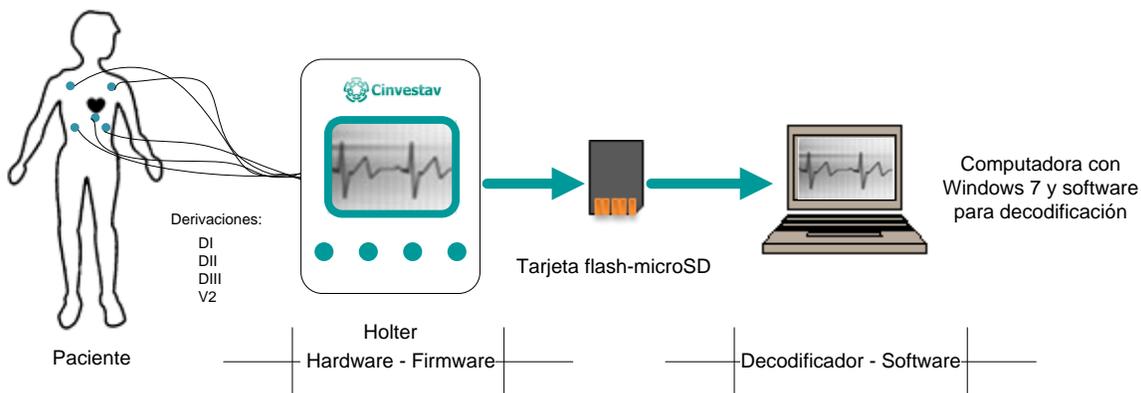


Fig. 3.1. Diagrama a bloques del sistema ambulatorio de ECG de 3 canales para la adquisición y almacenamiento de registros de larga duración y medición continua de la frecuencia cardíaca.

El hardware que forma parte del sistema de adquisición de datos consiste en varios dispositivos electrónicos interactuando entre sí, tales dispositivos son: el controlador digital de señales (Digital Signal Controller, DSC) dsPIC33FJ64MC802, pantalla gráfica, botones,

tarjeta de memoria microSD y el amplificador ADS1298 (*front end* ECG) de Texas Instruments. El ADS1298 se encarga del procesamiento analógico y la conversión analógico/digital de la señal ECG. El procesamiento digital y el control del resto de los periféricos, está a cargo dsPIC33FJ64MC802, de Microchip Inc. La pantalla gráfica es la EA-DOGS102 de Electronics Assembly. La fuente de alimentación está controlada por el circuito MCP1640(*step-up converter*), de Microchip Inc. La tarjeta de memoria flash microSD, es de la marca SanDisk y 2 GB de capacidad.

La computadora está cargada con el software para decodificar, analizar y exportar los datos del ECG almacenados por el Holter. El programa se desarrolló en MATLAB, Mathworks Inc., para operar en un entorno Windows 7- 64 bits. Los formatos disponibles para exportación son dos, el formato para archivos binarios de MATLAB y el formato para datos en crudo de 16 bits por canal, cuyas extensiones son: .mat y .raw.

Este capítulo se divide en cuatro secciones. En la sección actual, se dió una breve introducción al capítulo 3 y se describió la solución propuesta. La segunda, trata sobre el diseño del hardware, donde se mencionan las características relevantes de cada uno de los periféricos, los diagramas básicos de conexión, rutinas de configuración básica para cada uno de los dispositivos y la interconexión de los elementos pasivos y activos para el ensamble del Holter. La tercera sección, trata sobre el diseño del firmware que se grabará en el dsPIC33FJ64MC802 para el control principal y el procesamiento digital de las señales. La cuarta sección, trata sobre la plataforma de software para visualizar y exportar los datos en la computadora.

3.2 Diseño de hardware

Una representación del Holter en un diagrama a bloques se muestra en la figura 3.2. De izquierda a derecha, los cables y electrodos encargados de detectar el ECG que será acondicionado por el circuito ADS1298 y enviado en formato digital al circuito de control principal, donde será procesado para su posterior almacenamiento. El usuario interactúa con el prototipo a través de la interfaz de usuario. Por último, la fuente de energía alimenta

a todos los componentes electrónicos del prototipo, y a su vez, el control principal constantemente mide la carga de las baterías.

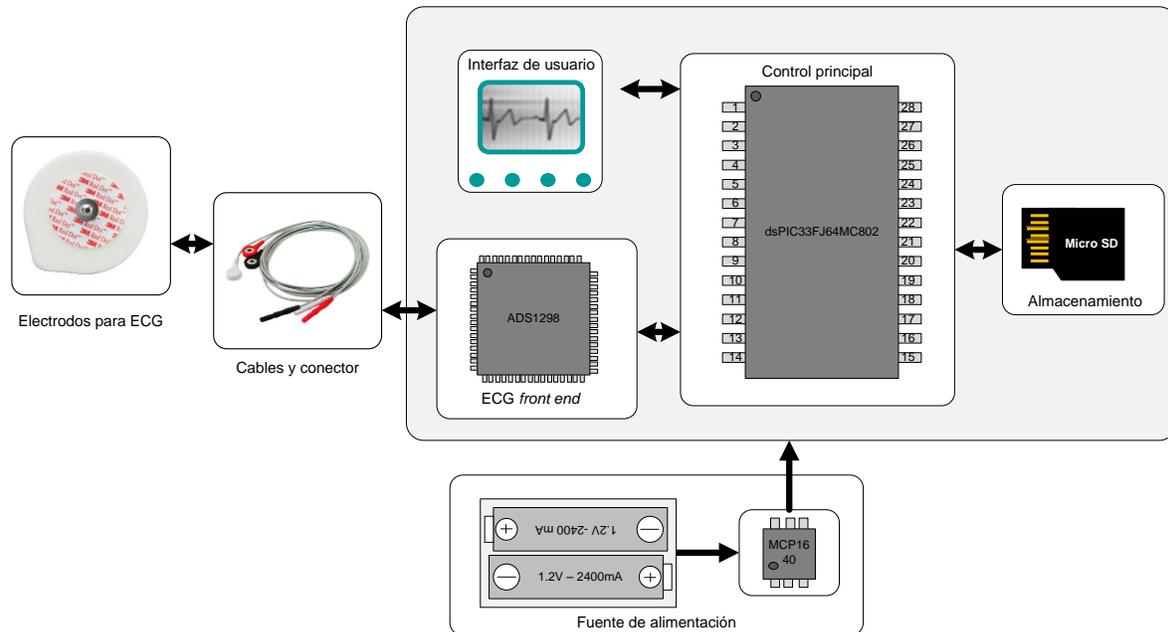


Fig. 3.2. Diagrama a bloques del Holter

Una forma de incrementar el periodo de funcionamiento del prototipo alimentado con baterías, consiste en incorporar un convertidor DC/DC, el circuito integrado propuesto es el MCP1640, de Microchip, cuya característica principal radica en el incremento y regulación del voltaje a la salida, con respecto al de entrada. El voltaje mínimo a la entrada de este circuito debe ser de 2.8 V para mantener a la salida 3.3 V y soportar una demanda de hasta 100 mA por parte del resto del prototipo.

La importancia de la calidad en la selección de los electrodos, así como el de los cables y el diseño de los conectores, está relacionada directamente a la calidad de la señal. Para este caso, se utilizan los electrodos para ECG comerciales Red Dot de la marca 3M y cables flexibles especiales para estos electrodos. Sin embargo, el diseño de los conectores debe permitir el desacople del ruido a través de filtrado y blindaje eléctrico, al mismo tiempo deben soportar la manipulación constante por parte del usuario afectando en la menor medida, la etapa de amplificación y al resto del prototipo. Se ha propuesto una interfaz

entre los cables y la etapa de amplificación del Holter, que permita conservar la calidad de la señal de entrada.

En la etapa de amplificación se utilizará el circuito integrado ADS1298, de Texas Instruments. Este dispositivo incorpora la circuitería de distintos bloques de un sistema para electrocardiografía, con la posibilidad de configurar las conexiones y modos de operación de cada uno de ellos, gracias a su unidad de control interna. Éste opera como un periférico esclavo y se comunica con el dispositivo maestro a través del protocolo SPI. El dispositivo maestro, se encarga de enviar los comandos necesarios para configurar y adquirir las señales del ADS1298.

El dispositivo maestro encargado de procesar las señales y administrar los periféricos, tales como: memoria SD, ADS1298, pantalla y botones, es el controlador digital de señales dsPIC33FJ64MC802. El firmware de este circuito se desarrolló en lenguaje C y para grabar el firmware se utiliza el programador miniPorg+ (basado en el Picket2 de Microchip). En esta subsección se presentarán las configuraciones básicas y los detalles de hardware a tener en cuenta al polarizar el dsPIC33FJ64MC802 y la distribución de sus terminales para conectarse al resto de los dispositivos.

El almacenamiento de los registros se realiza en una memoria flash micro SD con formato FAT16 en modo *multimedia card* (MMC). Para lograr mayor eficiencia en la transferencia de datos y no perder latencia en la información, se presenta en esta subsección un método idóneo para sistemas embebidos y este tipo de aplicaciones.

Los elementos que comprenden la interfaz de usuario principalmente son dos, la pantalla gráfica y los botones. La pantalla gráfica permite el despliegue de menú y proporciona una forma intuitiva de navegar para el usuario. En esta interfaz, el usuario envía diferentes comandos por medio de los botones. Cada comando asociado a los botones, dependerá de que sección del programa se esté ejecutando en el dsPIC33FJ64MC802.

Además de las características mínimas que exige la norma para el desarrollo de equipo biomédico, se propone el uso de dispositivos electrónicos de bajo consumo de energía y de montaje superficial, con el objetivo de optimizar los siguientes aspectos: el peso del prototipo, las dimensiones físicas y la vida útil de la batería.

En los siguientes apartados se describe el diseño y funcionamiento de estos dispositivos así como de sus interfaces.

3.2.1 Fuente de alimentación

La fuente principal de energía para este prototipo proviene de un par de baterías conectadas en serie, 1.5 V a 2400 mAh cada una, proporcionando un voltaje de 3.0 V a la entrada de un convertidor de voltaje DC-DC (*step up*). El convertidor se encarga de elevar el voltaje de entrada y regular el voltaje de salida a 3.3 V. El voltaje de las baterías es medido continuamente a través del canal 5 del ADS1298 y enviado en formato digital al dsPIC33F64MC802, con la finalidad de asegurar el oportuno almacenamiento de los datos adquiridos antes de que se apague el prototipo por falta de energía. Con esta fuente de alimentación se pretende prolongar el tiempo de operación del prototipo.

El convertidor propuesto para esta fuente de alimentación, es el MCP1640 de Microchip, dicho convertidor tiene eficiencia máxima del 96% cuando el voltaje de alimentación está muy cercano al voltaje de salida [37]. El fabricante de este dispositivo indica que, el voltaje de entrada no deberá exceder el voltaje de salida y se debe mantener un margen de 150 mV entre ambos voltajes. El voltaje de encendido debe ser mayor a 2.4 V, en cuyo caso la eficiencia del convertidor MCP1640 disminuye, así como la cantidad de corriente que puede entregar a su salida, como se muestra en la figura 3.3. Para asegurar el correcto funcionamiento del dispositivo se recomienda colocar no menos de 2.7 V a la entrada del convertidor [37].

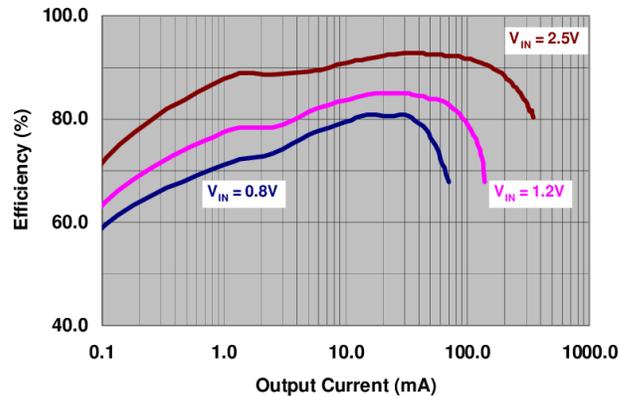


Fig. 3.3. Diagrama de eficiencia vs. Corriente de salida, entregando 3.3 V a la salida del convertidor MCP1640 [37]

El esquema eléctrico básico de la fuente de alimentación se muestra en la figura 3.4 en dónde se pueden apreciar los componentes pasivos para polarizar el MCP1640. Un par de resistencias conectadas en serie entre la terminal de salida y la tierra, actúan como red de retroalimentación para el sistema de control del MCP1640. Una bobina de $4.7 \mu\text{H}$ como elemento de almacenamiento de energía durante las conmutaciones del MCP1640. Tanto en la entrada como en la salida de este circuito hay dos capacitores, cuya función es estabilizar los voltajes de entrada y salida, reduciendo el rizado en ambos puntos.

El fabricante del MCP1640 recomienda los valores para cada uno de los componentes pasivos, con el objetivo de maximizar el rendimiento de este circuito. El valor del inductor debe estar entre $1 \mu\text{H}$ y $10 \mu\text{H}$, con resistencia equivalente en serie (ESR) menor a 0.5Ω . La capacitancia en la entrada debe ser mayor a $1 \mu\text{F}$. El capacitor a la salida, debe estar entre $10 \mu\text{F}$ y $100 \mu\text{F}$. Las resistencias que conforman la red de retroalimentación deben estar en el orden de las centenas de $\text{k}\Omega$, para maximizar la transferencia de energía a los circuitos alimentados por el MCP1640. Los valores de las resistencias deben ser ajustados para obtener 1.21 V como voltaje de retroalimentación.

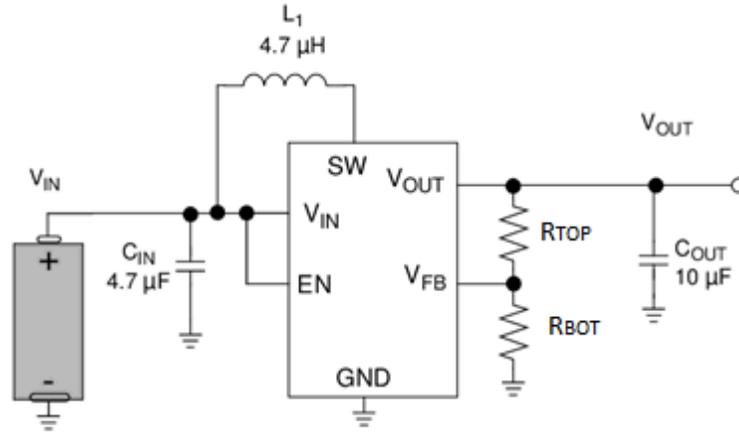


Fig. 3.4. Circuito recomendado por Microchip, Inc. para la polarización del MCP1640 [37]

La red de retroalimentación puede construirse estableciendo una resistencia fija, en este caso R_{BOT} , posteriormente se calcula R_{TOP} a través de la ecuación (3.1). Finalmente se debe redondear a valores comerciales de resistencias, o bien utilizar un potenciómetro para un ajuste fino. Se propuso, R_{BOT} de 220 k Ω y el cálculo para R_{TOP} fue aproximado a un arreglo en serie de dos resistencias de valores comerciales, 330 k Ω y 47 k Ω , por lo tanto R_{TOP} se quedará en 377 k Ω .

$$R_{TOP} = R_{BOT} \left(\frac{V_{OUT}}{V_{FB}} - 1 \right) \quad (3.1)$$

El dsPIC33FJ64MC802 se encarga de muestrear el voltaje de las baterías a través del ADS1298 (figura 3.5). Cuando el voltaje de alimentación disminuye hasta 2.8 V, se detendrá el proceso de muestreo y se creará el archivo que contiene los datos almacenados hasta entonces, evitando pérdidas de información por agotamiento de la batería. El indicador del nivel de carga de la batería es constantemente actualizado para que el usuario tome las medidas necesarias antes de tomar un registro largo.

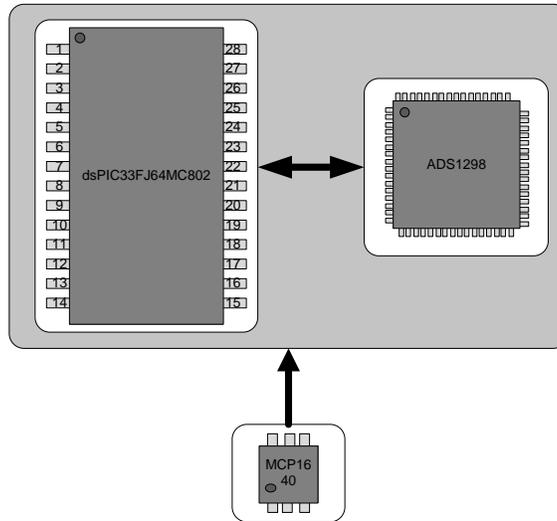


Fig. 3.5. El circuito ADS1298 mide el voltaje de la fuente de alimentación y envía el resultado al dsPIC33FJ64MC802.

3.2.2 Interfaz de cables de ECG y Holter

La motivación de realizar una interfaz entre los cables de ECG y el Holter, radica en presentar una solución de bajo costo que permita agilizar el desarrollo de aplicaciones con este prototipo y reducir la interferencia eléctrica que pueda sufrir la señal de ECG. La figura 3.6, muestra el diagrama a bloques de la interfaz propuesta.

La señal de ECG es captada por los electrodos y transportada por los cables para su posterior acondicionamiento, durante este proceso, los cables captan las interferencias electromagnéticas del ambiente. Para prevenir dicha interferencia, se ha optado por acortar la distancia entre la fuente de señal y el dispositivo de captura, utilizando cables de ECG estándar de 60 cm de longitud.

Los cables de ECG son conectados a una interfaz, donde la señal es filtrada para después capturarla en el Holter.

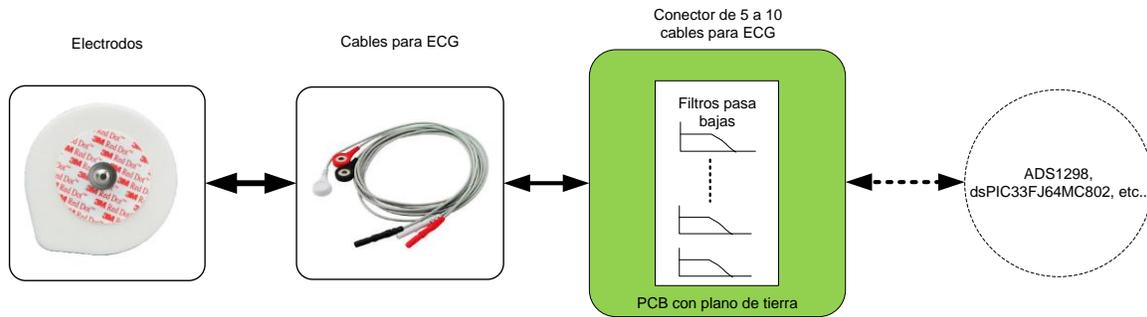


Fig. 3.6. Diagrama a bloques de la interfaz entre los cables de ECG y Holter.

La característica principal de la interfaz entre el cable de ECG y el Holter es preservar la calidad de la señal, a través de un conjunto de filtros *antialiasing* y la inclusión del plano de tierra, ayudando a la reducción de la interferencia eléctrica.

Por otro lado, la interfaz es flexible, ya que sus conexiones de entrada de señal permiten el uso de cables para ECG del tipo *snap* con banana *safety DIN*, y a su salida, un conector de cable plano de 14 líneas que puede ser reemplazado por un *header* hembra de circuito impreso. Esto fue propuesto con la finalidad de aumentar la compatibilidad con las tablas de prototipos y algunos otros circuitos para ECG desarrollados en el laboratorio 16 en la Sección de Bioelectrónica del CINVESTAV, Zacatenco.

El diagrama para un conector de 5 electrodos se muestra en la figura 3.7

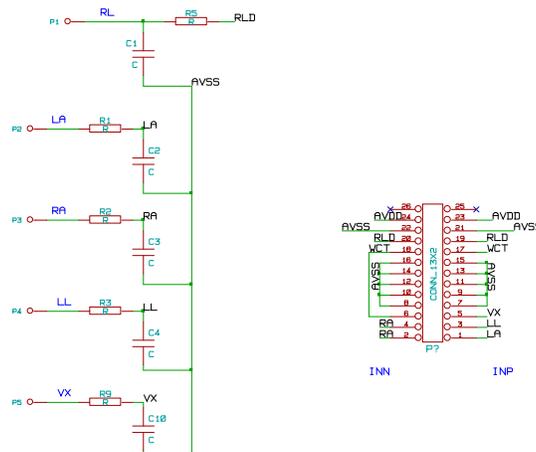


Fig. 3.7. Diagrama para conector de 5 cables y filtros pasa bajas.

Los pines para hacer la conexión en cada una de las bananas de los cables de ECG miden 1 mm de diámetro, han sido doblados a un ángulo de 90° y dispuestos a una separación de 7 mm entre cada uno de ellos. El circuito impreso y el circuito final se muestran en el apéndice A.

3.2.3 Amplificación y digitalización del ECG

En la etapa de amplificación se propone el uso del circuito integrado ADS1298 de Texas Instruments, pues incorpora la circuitería de un sistema modular para electrocardiografía, capaz de digitalizar una señal analógica a una resolución de 24 bits y frecuencias de muestreo desde 250 Hz hasta 32 kHz. El ADS1298 contiene distintos módulos que agilizan la adquisición de biopotenciales, tales módulos son: un oscilador interno de 2.048 MHz, generador de señales de prueba, sensor de temperatura, medidor de voltaje de alimentación, detección de electrodo desconectado, etc. En la figura 3.8 se muestra el diagrama a bloques del ADS1298

El ADS1298 opera como un periférico esclavo y se comunica con el dispositivo maestro a través del protocolo SPI. El dispositivo maestro, se encarga de enviar los comandos necesarios para configurar y adquirir las señales del ADS1298.

Cada módulo del ADS1298 puede ser modificado a través del bloque de control, este bloque recibe los comandos de operación a través del módulo para comunicación SPI y modifica los registros asociados a la configuración del resto de los módulos. Una vez que se han realizado las configuraciones necesarias, se procede a la adquisición de señales.

Las señales provenientes de los electrodos pueden ser digitalizadas por cualquiera de los canales del ADS1298. La figura 3.9 muestra la configuración sugerida para esta solución en donde, se han resaltado las líneas que llevan la señal desde las entradas del circuito. En primer lugar, la señal presente en un canal, pasa por un filtro de ondas electromagnéticas (EMI) con ancho de banda aproximado de 3 MHz. Después, la señal filtrada, pasa al bloque multiplexor (MUX) en donde es dirigida a un amplificador de instrumentación de ganancia

programable, donde es amplificada. Posteriormente, esta señal, puede ir a distintos bloques: entrada inversora del circuito de pierna derecha y al convertidor analógico digital Delta-Sigma.

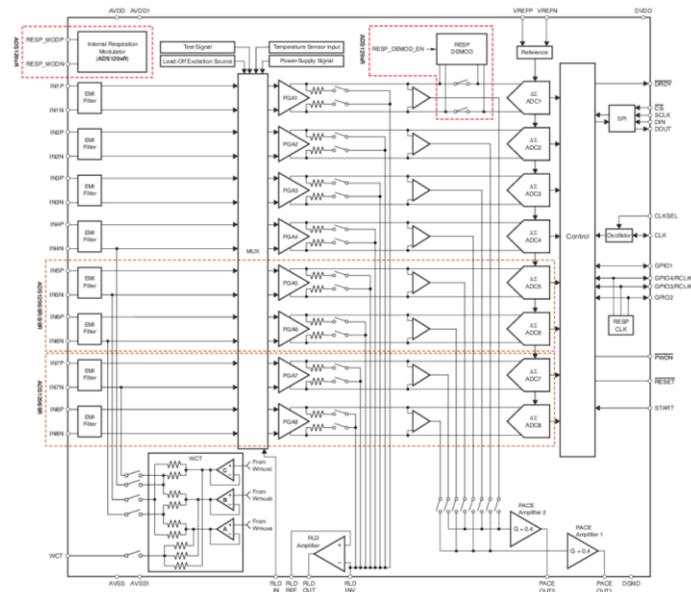


Fig. 3. 8. Diagrama de los bloques funcionales del ADS1298 [15].

Después de la conversión analógica digital, el bloque de control se encargará de colocar los datos en el bloque dedicado a la comunicación SPI para transferirlos al dispositivo maestro.

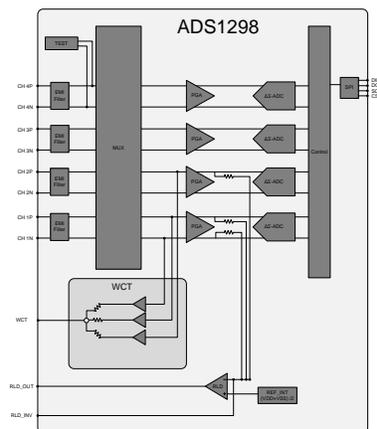
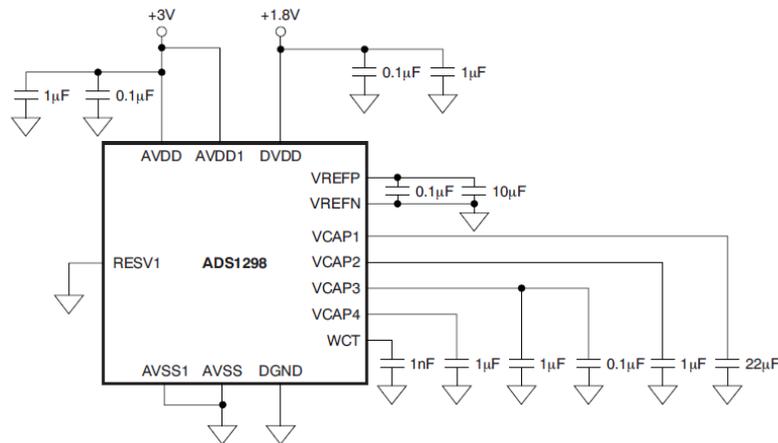


Fig. 3. 9. Configuración del ADS1298, utilizando cuatro canales, 3 para adquisición ECG y 1 para la señal de prueba.

3.2.3.1 Polarización del circuito

El ADS1298 puede operar en modo *single supply* utilizando la configuración propuesta por el fabricante. La figura 3.10 muestra el esquema recomendado por Texas Instruments, donde se pueden apreciar las terminales de alimentación analógica y alimentación digital. Por un lado se observa que, la alimentación analógica mínima es de 3 V, sin embargo este voltaje puede ser hasta de 5.5 V. Por otro lado, se observa que la alimentación para los bloques digitales es de 1.8 V y puede ser hasta de 3.6 V. Las dos fuentes pueden tener un potencial de 3.3 V [15].



NOTE: Place the capacitors for supply, reference, WCT, and VCAP1 to VCAP4 as close to the package as possible.

Fig. 3.10. Diagrama de conexión del circuito integrado ADS1298, para operar en modo unipolar [15].

Al utilizar un nivel de potencial similar tanto en la parte analógica como para la parte digital, se puede minimizar el número de componentes en el prototipo, al no utilizar dos fuentes de voltajes diferentes.

Para evitar la interferencia ocasionada por las transiciones que ocurren en la parte digital del prototipo, y reducir el rizado por la conmutación de la fuente principal, se han incluido un par de inductores en el circuito, tal como se muestra en la figura 3.11.

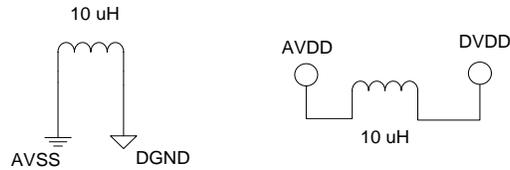


Fig. 3. 11. Acoplamiento de alimentación digital y analógica.

Además de agregar inductores, se han separado los planos de tierra, digital y analógica, en el circuito impreso dedicado al ADS1298.

3.2.3.2 Oscilador interno

La señal de reloj para que opere el circuito ADS1298 puede ser de alguna fuente externa o bien, el circuito incluye un oscilador interno. Al utilizar este módulo se reducen las interferencias en la señal analógica, ocasionadas por las transiciones abruptas inherentes a una señal de temporización digital. Además, se minimiza el número de componentes, la complejidad del circuito y el consumo de energía [15].

Para habilitar el oscilador interno, el pin CLKSEL debe mantenerse en estado alto, 1 lógico. Dejar en 1 lógico el pin CLKSEL y no modificar el bit CLK_EN, dejará el pin CLK en alta impedancia [15]. En la figura 3.12 se muestra el diagrama simplificado para habilitar el oscilador interno. Los distintos modos de configuración del oscilador pueden consultarse en [15].

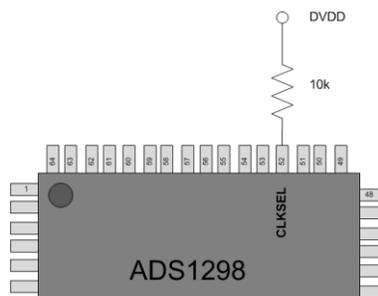


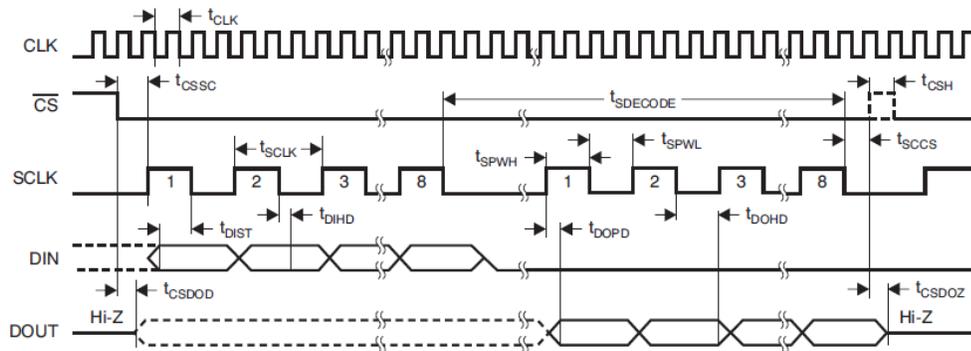
Fig. 3. 12. Habilitación de oscilador interno mediante una resistencia de *pull-up*.

3.2.3.3 Interfaz SPI

El ADS1298 puede ser controlado por un dispositivo maestro a través de la interfaz SPI. Con esta interfaz se puede configurar y consultar el estado del ADS1298 así como leer el resultado de cada conversión analógica digital.

Para comunicar el dispositivo maestro con el ADS1298 se debe tomar en cuenta lo siguiente: la señal de reloj de la comunicación serial, SCLK, se debe mantener en estado bajo durante el estado *idle*, en el flanco de bajada de la señal SCLK se capturará el estado presente en el pin DIN. La figura 3.13 muestra el diagrama de tiempos para la comunicación SPI.

TIMING CHARACTERISTICS



NOTE: SPI settings are CPOL = 0 and CPHA = 1.

Fig. 3.13. Diagrama de tiempos para interfaz SPI [15].

El periodo mínimo de la señal de reloj serial de acuerdo a las especificaciones del fabricante, es de 50 ns y 66 ns dependiendo de la fuente de alimentación [15]. La señal SCLK se estableció a una frecuencia de 1.458 MHz, dejando holgura suficiente para reducir el riesgo de pérdida de información y mantener una velocidad constante durante la transferencia de la información.

Una vez que el dispositivo maestro ha configurado su interfaz SPI de acuerdo con los parámetros de la interfaz del ADS1298, será posible establecer la comunicación para

proceder a la configuración del dispositivo, a través de los comandos que el ADS1298 puede reconocer.

3.2.3.4 Comandos del ADS1298

El dispositivo maestro interactúa con el circuito ADS1298 mediante comandos, una vez que se establece la comunicación SPI, los comandos servirán para configurar y monitorear el estado del circuito.

Cuando el dispositivo maestro envía un comando al ADS1298 le tomará 4 ciclos del reloj principal la decodificación de dicho comando. Es decir, a una temporización de 2.048 MHz, el periodo de decodificación es de 1.96 μ s, independientemente de que la frecuencia de la señal en el pin SCLK sea mayor que la temporización principal [15]. Una vez decodificado el comando, el tiempo de ejecución de cada uno de ellos dependerá del tipo de comando.

Los comandos se pueden clasificar en tres tipos: comandos de sistema, comandos de lectura de datos y comandos de lectura de registros [15]. En la figura 3.14, se muestra un esquema de los comandos SPI del circuito ADS1298. La mayoría de los comandos requieren un solo byte, a excepción de los comandos de lectura y escritura de registros, estos comandos requieren dos bytes.

Los comandos dedicados a la lectura y escritura de los registros del ADS1298 permiten configurar los módulos internos del dispositivo. También, permiten el monitoreo del estado del ADS1298. Estos comandos requieren de dos bytes para su ejecución.

Los comandos de sistema engloban aquellas acciones, como: el reinicio de los registros, entrar o salir del modo de ahorro de energía, inicio y final de la conversión de las señales analógicas.

		Nombre del comando	Primer Byte HEX	Segundo Byte HEX
Comandos SPI	Lectura y escritura de registros	RREG	001 r rrrr	001 n nnnn
		WREG	010 r rrrr	010 n nnnn
	Sistema	WAKEUP	0x02	
		STANDBY	0x04	
		RESET	0x06	
		START	0x08	
		STOP	0x0A	
	Lectura de datos	RDATAAC	0x10	
		SDATAAC	0x11	
		RDATA	0x12	

xxxx rrrr = indica el primer registro a ser leído o escrito
 xxxn nnnn = indica el número de registros a ser leídos o escritos - 1

Fig. 3. 14. Clasificación de comandos SPI para el circuito ADS1298.

Los comandos dedicados a la lectura de datos, son para extraer los datos que resultan de la conversión de una señal; puede ser una lectura continua a una frecuencia determinada por el ADS1298 (comando RDATAAC), o bien una lectura controlada por el dispositivo maestro (comando RDATA); la lectura en modo continuo puede ser detenida con el comando SDATAAC.

3.2.3.5 Comandos de lectura y escritura de registros

Los comandos de lectura de registros y escritura de registros utilizan 2 bytes; los 3 bits más significativos del primer byte contiene el tipo de comando, lectura o escritura, los 5 bits restantes del mismo byte llevan la dirección del registro al que se desea acceder; en el segundo byte los 3 bits más significativos contienen ceros y los 5 menos significativos contiene el número de registros que van a ser modificados o leídos - 1.

Cuando el dispositivo maestro solicita la información de un registro al ADS1298, la información comenzará a transmitirse a partir del pulso número 17 de la señal SCLK, figura 3.15. El ADS1298 enviará la información solicitada por el dispositivo maestro a

través del pin 43 (DOUT). Durante el proceso de la transferencia del contenido de los registros, se recomienda detener la lectura de datos en modo continuo, SDATAC.

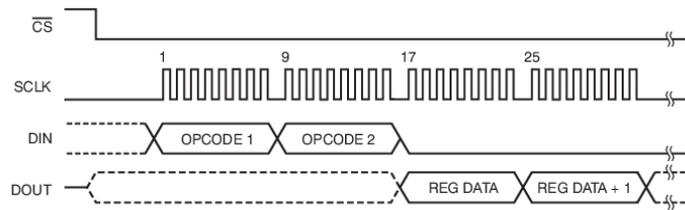


Fig 3. 15. Diagrama de tiempos para el comando de lectura de registros [15].

En el caso de la escritura de registros, la información será transferida por el dispositivo maestro a partir del pulso número 17 de la señal SCLK hacia el pin 34 del ADS1298 (DIN). La figura 3.16 muestra el diagrama de tiempos para un comando de escritura.

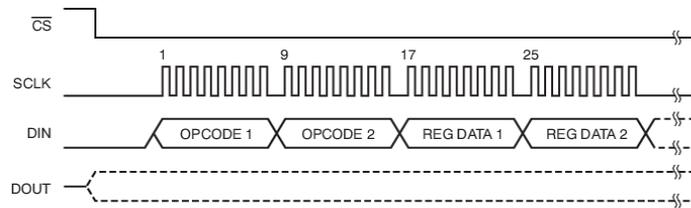


Fig. 3. 16. Diagrama de tiempos para el comando de escritura de registros [15].

3.2.3.6 Comandos de sistema

Estos comandos utilizan un byte y requieren un periodo de tiempo específico para la decodificación y ejecución del comando. Los comandos de este conjunto son: RESET, WAKEUP, STANDBY, START y STOP

Los comandos para el control del modo de ahorro de energía pueden enviarse únicamente por SPI (WAKEUP y STANDBY). El resto de los comandos de sistema pueden ejecutarse a través de SPI o modificando el estado de algunos pines del ADS1298.

Los pines asociados a comandos tienen alta impedancia, por esta razón, se recomienda utilizar resistencias de *pull-up* o *pull-down* para evitar que el ruido interfiera en la ejecución

de las tareas del ADS1298, y al mismo tiempo, se pretende reducir el número de líneas que se conectan al ADS1298. Esto se puede lograr estableciendo estados que permitan a la unidad de control del ADS1298 dar prioridad a los comandos por SPI. La figura 3.17, muestra la configuración de los pines utilizada en este prototipo, de acuerdo a las indicaciones del fabricante.

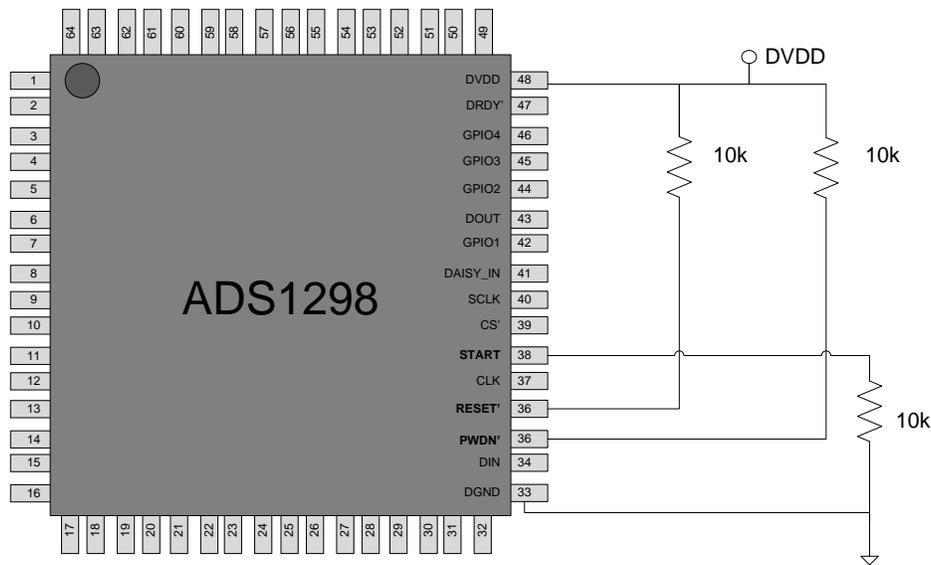


Figura 3. 17. Conexión de pines dedicados a comandos de sistema.

Cuando hay estado alto en el pin START se inicia la conversión analógica-digital y cuando se mantiene en estado bajo, se detiene la conversión (comando STOP). Para controlar la conversión analógica-digital por comando SPI, se debe mantener el pin START en estado bajo.

Para controlar el encendido y apagado del ADS1298, se modifica el estado del pin PWDN'. El pin PWDN' debe mantenerse en alto para encender el ADS1298, en caso contrario, el dispositivo se apagará por completo.

Para reiniciar los registros del ADS1298 a la configuración de fábrica, el pin RESET debe mantenerse en estado bajo, en caso de operación normal, el pin debe mantenerse en estado alto. Manteniendo el pin RESET en estado alto, se puede controlar el reinicio por comando SPI.

3.2.3.7 Comandos de adquisición de datos

El dispositivo maestro solicita la información de la conversión analógica digital a través de los comandos de lectura de datos. Los comandos son: SDATAAC, RDATAAC y RDATA.

Antes de utilizar estos comandos, se debe iniciar la conversión a través del comando de sistema START.

El control del inicio de la conversión puede ser en dos modos: *single-shot* y continuo. En esta solución se utilizará el modo continuo, que es el que está configurado por defecto al encender el dispositivo. En este modo el ADS1298 pone a disposición del usuario la información de la conversión analógica digital, de acuerdo a la frecuencia de muestreo establecida en el registro CONFIG1. En caso de que no esté habilitado dicho modo, se debe poner en estado bajo el bit número 3 del registro CONFIG4.

El comando SDATAAC detiene la conversión continua y permite que el dispositivo maestro pueda acceder a la información de los registros del ADS1298, con el objetivo de realizar configuraciones o monitorear el estado del circuito.

El comando RDATAAC pone a disposición del dispositivo maestro los resultados de la conversión analógica digital, en cada transición de estado alto a bajo del pin DRDY². Una vez que el ADS1298 recibe este comando, de manera automática realiza las conversiones analógica digital y las coloca en el *buffer* de salida del módulo SPI, sin la necesidad de que el dispositivo maestro envíe el comando RDATA [15].

El comando RDATA permite la adquisición de datos a una frecuencia de muestreo controlada por el dispositivo maestro. Esto permite que haya frecuencias de muestreo de 360 Hz o bien 700 Hz, etc. Por otro lado, también permite la escritura de registros de manera dinámica durante la adquisición de señales [15].

En la figura 3.18 se muestra el diagrama de tiempos recomendado por Texas Instruments, para la adquisición de señales con el comando RDATA. Después de que se haya enviado el comando START, y se haya completado una conversión analógica digital, el pin DRDY se pone en estado bajo. Una vez que DRDY alcanza un estado bajo, el dispositivo maestro debe enviar el comando RDATA y en el pulso número 9 de la señal de reloj SCLK, comenzará la respuesta del ADS1298. Los datos de la conversión (216 bits) serán transmitidos al dispositivo maestro después de una trama de 24 bits de estado.

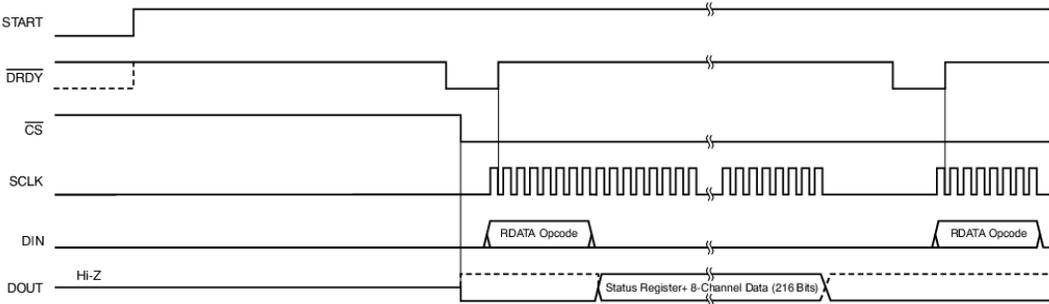


Fig.3. 18. Diagrama de tiempos para recuperación de datos después de la conversión [15].

3.2.3.8 Formato de datos entregados por el ADS1298

Los datos entregados por el circuito ADS1298 a través de la interfaz SPI, son entregados al dispositivo maestro en una trama de 216 bits, figura 3.19; de los cuales 192 son dedicados a la conversión analógica digital (24 bits por canal) y los otros 24 bits son dedicados al monitoreo de electrodos, ID del chip y estado de los pines GPIO [15].

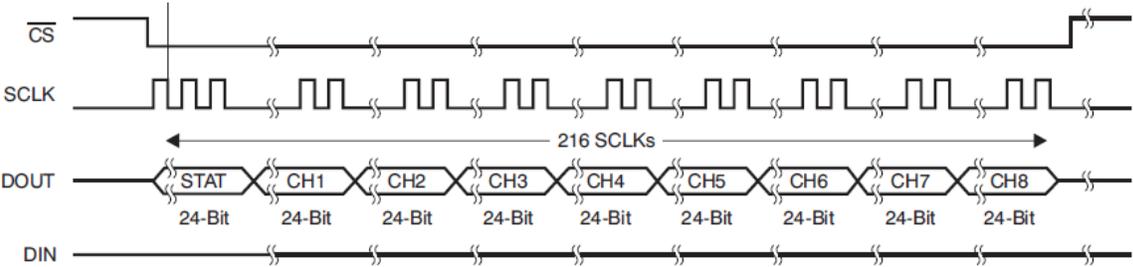


Fig. 3. 19. Trama de datos entregada por el circuito ADS1298 [15].

Los datos de la conversión analógico digital son entregados en complemento A2, tal cómo se muestra en la tabla 3.1.

Tabla 3.1. Formato ideal de datos entregados por el ADS1298 [15].

INPUT SIGNAL, V_{IN} (AINP – AINN)	IDEAL OUTPUT CODE ⁽³⁾
$\geq V_{REF}$	7FFFFFFh
$+V_{REF}/(2^{23} - 1)$	000001h
0	000000h
$-V_{REF}/(2^{23} - 1)$	FFFFFFh
$\leq -V_{REF} (2^{23}/2^{23} - 1)$	800000h

(1) Only valid for 24-bit resolution data rates.

(2) Assumes gain = 1.

(3) Excludes effects of noise, linearity, offset, and gain error.

3.2.3.9 Registros

En los registros del ADS1298 se puede encontrar información acerca del estado del dispositivo, y la mayoría pueden ser modificados para establecer alguna configuración de operación en el circuito. En la tabla 3.2 se muestra un resumen de los registros del ADS1298.

De acuerdo a la tabla de la hoja de datos del ADS1298, los registros se pueden clasificar en: registros de configuración global para todos los canales, de configuración específica para cada canal, registros para la detección de falso contacto de electrodo, de propósito general y otros registros.

Los únicos registros que no pueden ser modificados por el usuario son tres: el registro ID, LOFF_STATP y LOFF_STATN. En el registro ID, se especifica la serie y el número de canales del dispositivo. Los registros LOFF_STATP y LOFF_STATN, son modificados constantemente por el ADS1298 y pueden ser leídos para consultar si algún electrodo tiene falso contacto. La información de esta terna de registros ID, LOFF_STATP y LOFF_STATN es enviada por el ADS1298 en cada consulta que hace el dispositivo maestro al ADS1298.

Tabla 3.2. Resumen de los registros del ADS1298 [15].

ADDRESS	REGISTER	RESET VALUE (Hex)	BIT 7	BIT 6	BIT 5	BIT 4	BIT 3	BIT 2	BIT 1	BIT 0
Device Settings (Read-Only Registers)										
00h	ID	xx	DEV_ID7	DEV_ID6	DEV_ID5	1	0	DEV_ID2	DEV_ID1	DEV_ID0
Global Settings Across Channels										
01h	CONFIG1	06	HR	DAISY_EN	CLK_EN	0	0	DR2	DR1	DR0
02h	CONFIG2	40	0	0	WCT_CHOP	INT_TEST	0	TEST_AMP	TEST_FREQ1	TEST_FREQ0
03h	CONFIG3	40	PD_REFBUF	1	VREF_4V	RLD_MEAS	RLDREF_INT	PD_RLD	RLD_LOFF_SENS	RLD_STAT
04h	LOFF	00	COMP_TH2	COMP_TH1	COMP_TH0	VLEAD_OFF_EN	ILEAD_OFF1	ILEAD_OFF0	FLEAD_OFF1	FLEAD_OFF0
Channel-Specific Settings										
05h	CH1SET	00	PD1	GAIN12	GAIN11	GAIN10	0	MUXn2	MUXn1	MUXn0
06h	CH2SET	00	PD2	GAIN22	GAIN21	GAIN20	0	MUX22	MUX21	MUX20
07h	CH3SET	00	PD3	GAIN32	GAIN31	GAIN30	0	MUX32	MUX31	MUX30
08h	CH4SET	00	PD4	GAIN42	GAIN41	GAIN40	0	MUX42	MUX41	MUX40
09h	CH5SET ⁽¹⁾	00	PD5	GAIN52	GAIN51	GAIN50	0	MUX52	MUX51	MUX50
0Ah	CH6SET ⁽¹⁾	00	PD6	GAIN62	GAIN61	GAIN60	0	MUX62	MUX61	MUX60
0Bh	CH7SET ⁽¹⁾	00	PD7	GAIN72	GAIN71	GAIN70	0	MUX72	MUX71	MUX70
0Ch	CH8SET ⁽¹⁾	00	PD8	GAIN82	GAIN81	GAIN80	0	MUX82	MUX81	MUX80
0Dh	RLD_SENSP ⁽²⁾	00	RLD8P ⁽¹⁾	RLD7P ⁽¹⁾	RLD6P ⁽¹⁾	RLD5P ⁽¹⁾	RLD4P	RLD3P	RLD2P	RLD1P
0Eh	RLD_SENSN ⁽²⁾	00	RLD8N ⁽¹⁾	RLD7N ⁽¹⁾	RLD6N ⁽¹⁾	RLD5N ⁽¹⁾	RLD4N	RLD3N	RLD2N	RLD1N
0Fh	LOFF_SENSP ⁽²⁾	00	LOFF8P	LOFF7P	LOFF6P	LOFF5P	LOFF4P	LOFF3P	LOFF2P	LOFF1P
10h	LOFF_SENSN ⁽²⁾	00	LOFF8N	LOFF7N	LOFF6N	LOFF5N	LOFF4N	LOFF3N	LOFF2N	LOFF1N
11h	LOFF_FLIP	00	LOFF_FLIP8	LOFF_FLIP7	LOFF_FLIP6	LOFF_FLIP5	LOFF_FLIP4	LOFF_FLIP3	LOFF_FLIP2	LOFF_FLIP1
Lead-Off Status Registers (Read-Only Registers)										
12h	LOFF_STATP	00	IN8P_OFF	IN7P_OFF	IN6P_OFF	IN5P_OFF	IN4P_OFF	IN3P_OFF	IN2P_OFF	IN1P_OFF
13h	LOFF_STATN	00	IN8N_OFF	IN7N_OFF	IN6N_OFF	IN5N_OFF	IN4N_OFF	IN3N_OFF	IN2N_OFF	IN1N_OFF
GPIO and OTHER Registers										
14h	GPIO	0F	GPIOC4	GPIOC3	GPIOC2	GPIOC1	GPIOC4	GPIOC3	GPIOC2	GPIOC1
15h	PACE	00	0	0	0	PACEE1	PACEE0	PACEO1	PACEO0	PD_FACE
16h	RESP	00	RESP_DEMCD_EN1	RESP_MOD_EN1	1	RESP_PH2	RESP_PH1	RESP_PH0	RESP_CTRL1	RESP_CTRL0
17h	CONFIG4	00	RESP_FREQ2	RESP_FREQ1	RESP_FREQ0	0	SINGLE_SHOT	WCT_TO_RLD	PD_LOFF_COMP	0
18h	WCT1	00	aVF_CH6	aVL_CH5	aVR_CH7	avR_CH4	PD_WCTA	WCTA2	WCTA1	WCTA0
19h	WCT2	00	PD_WCTC	PD_WCTB	WCTB2	WCTB1	WCTB0	WCTC2	WCTC1	WCTC0

El estado del electrodo de pierna derecha se puede leer consultando el bit 0 del registro CONFIG3. Este bit puede ser modificado por el usuario.

Para mayor información acerca de las funciones que se pueden habilitar o deshabilitar en cada uno de los registros, se recomienda consultar la hoja de datos del ADS1298 [15].

La configuración propuesta para este prototipo implica la modificación de la mayoría de los registros, a excepción de los registros GPIO, PACE, RESP y los registros de sólo lectura. En la tabla 3.3 se presentan los valores propuestos para los registros.

Tabla 3.3 Valores a colocar en los registros del ADS1298.

Nombre del registro	Numero de bit								HEX
	7	6	5	4	3	2	1	0	
CONFIG1	1	1	0	0	0	0	1	0	C5
CONFIG2	0	0	0	1	0	1	0	1	15
CONFIG3	1	1	0	0	1	1	1	0	13
CONFIG4	0	0	0	0	0	0	1	0	02
LOFF	0	1	1	0	0	0	1	1	63
CH1SET	0	0	0	0	0	1	0	1	05
CH2SET	0	0	0	0	0	0	0	0	00
CH3SET	0	0	0	0	0	0	0	0	00
CH4SET	0	0	0	0	0	0	0	0	00
CH5SET	1	0	0	0	0	0	0	0	80
CH6SET	1	0	0	0	0	0	0	0	80
CH7SET	1	0	0	0	0	0	0	0	80
CH8SET	1	0	0	0	0	0	0	0	80
RLD_SENSP	0	0	0	0	0	1	1	0	06
RLD_SENSN	0	0	0	0	0	1	1	0	06
LOFF_SENSP	0	0	0	0	1	1	1	0	0E
LOFF_SENSN	0	0	0	0	0	1	1	0	06
LOFF_FLIP	0	0	0	0	0	0	0	0	00
WCT1	0	0	0	0	1	0	1	0	0A
WCT2	1	1	0	1	1	1	0	0	DC

3.2.3.10 Configuración de los bloques analógicos

En este apartado se describe el efecto en los bloques del ADS1298 al modificar los valores de sus registros. Cada bloque configurable del ADS1298 tiene asociado un bit o un conjunto de bits que modifican de manera específica sus propiedades. En algunos casos el bit o conjunto de bits, pueden estar dispersos en varios registros. Se recomienda la revisión de la hoja de datos del ADS1298 [15].

3.2.3.11 Fuente de señal

Las fuentes de señal que maneja el ADS1298, pueden ser externas o internas. En las señales externas, se debe cuidar que la amplitud no exceda el voltaje permitido por el ADS1298 [15]. Las señales internas tienen amplitudes que no dañan al mismo ADS1298, estas señales son: temperatura, fuentes de alimentación, señal de prueba, salida del circuito de pierna derecha.

El ADS1298 recibe las señales de los electrodos, o bien de una fuente externa, a través de cualquiera de los pines del 1 al 16. Las señales que se reciben por estos pines deben ser del tipo diferencial y estar referenciadas a la tierra del circuito o referenciadas con la salida del circuito de pierna derecha.

El control de que señal va a ser amplificada y digitalizada, está a cargo del multiplexor de entradas de señal. Cada canal del ADS1298 tiene un MUX como el que se muestra en la figura 3.20. Para configurarlo se modifican los 3 bits menos significativos de los registros CHnSET, dónde n indica que pueden ser los canales 1, 2,...,8. Las combinaciones de estos bits se muestran en la tabla 3.4.

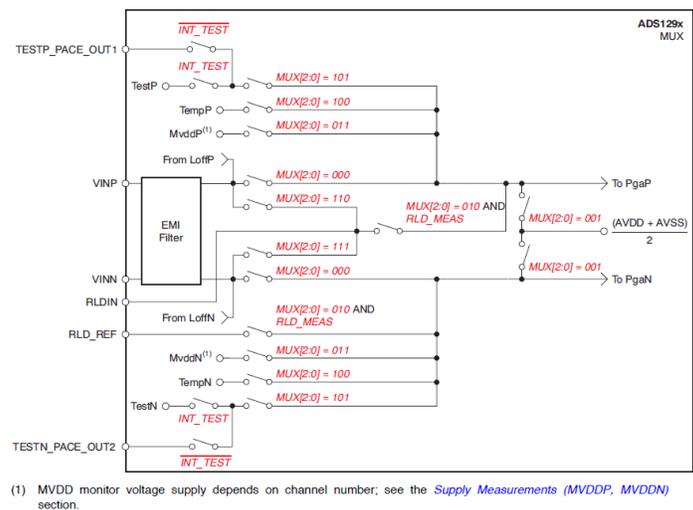


Fig.3.20. Conexiones internas del MUX para un canal [15].

Tabla 3.4. Combinación de bits para configurar el MUX de cada canal para distintos tipos de señales.

Bits			Fuente de señal
2	1	0	
0	0	0	Electrodo normal
0	0	1	Cortocircuitar entradas
0	1	0	Potencial del circuito de pierna derecha con respecto al voltaje de referencia []
0	1	1	MVDD medición de la fuente de alimentación
1	0	0	Sensor de temperatura
1	0	1	Señal de prueba
1	1	0	Señal de pierna derecha ruteada hacia la terminal VINN
1	1	1	Señal de pierna derecha ruteada hacia la terminal VINP

La señal de entrada elegida pasará del MUX a los siguientes bloques del ADS1298, uno de ellos es la terminal central de Wilson.

3.2.3.12 Terminal central de Wilson

El ADS1298 tiene un bloque interno para el cálculo del voltaje de la terminal central de Wilson así como los componentes necesarios para armar la red de Goldberger, figura 3.21. El voltaje presente en la terminal de Wilson se utiliza generalmente como referencia para el registro de las derivaciones precordiales. Un canal dedicado a medir estas derivaciones debe tener una conexión al electrodo explorador y otra hacia la terminal central de Wilson. La red de Goldberger se utiliza para la medición de las derivaciones aumentadas. La red de Goldberger del ADS1298 tiene conexión directa a la terminal negativa de los canales 4 al 7. Los *Buffers* A, B y C se utilizan tanto para la red de Wilson como para la red de Goldberger.

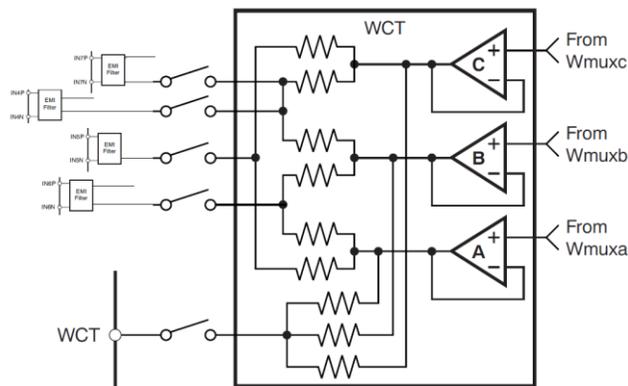


Fig. 3.21. Representación del bloque para la terminal central de Wilson.

El sistema para calcular el voltaje de la terminal central de Wilson consta de: 3 multiplexores de 8 entradas y una salida, 3 buffers y la red de Wilson (figura 3.22). Los primeros 4 canales del circuito tienen acceso a las entradas de los multiplexores y mediante la configuración de cada uno de los multiplexores se puede dejar pasar aquellas señales hacia los *buffers* Wcta, Wctb o Wctc. Los buffers envían la señal a la red de Wilson y ese voltaje se puede leer en el pin WCT. Los multiplexores se configuran con los bits

correspondientes a Wcta2, Wcta1, Wcta0... Wctc1 y Wctc0, de los registros WCT1 y WCT2. [15]

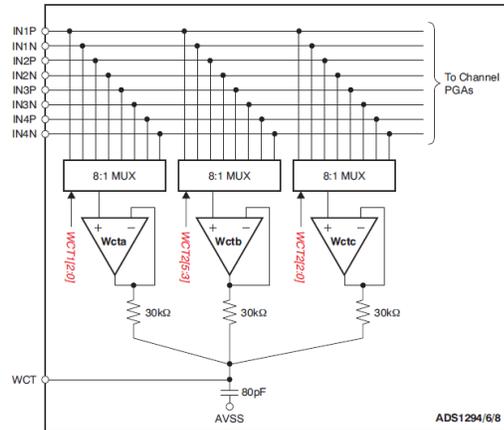


Fig. 3.22. Representación del bloque para la terminal central de Wilson [15].

Para el caso de las derivaciones aumentadas, sólo en ciertas aplicaciones es recomendable hacer la medición analógica [15], pero en este prototipo esas derivaciones se obtienen de manera indirecta.

Los *buffers* deben habilitarse modificando los bits correspondientes en los registros WCT1 y WCT2, bits PD_WCTA, PD_WCTB y PD_WCTC. La tabla 3.5 muestra los bits asociados a la combinación de entradas de cada *buffer*, así como la habilitación del *buffer*.

Tabla 3.5. Registros para configurar el bloque WCT [15]

ADDRESS	REGISTER	RESET VALUE (Hex)	BIT 7	BIT 6	BIT 5	BIT 4	BIT 3	BIT 2	BIT 1	BIT 0
18h	WCT1	00	aVF_CH6	aVL_CH5	aVR_CH7	aVR_CH4	$\overline{\text{PD_WCTA}}$	WCTA2	WCTA1	WCTA0
19h	WCT2	00	PD_WCTC	PD_WCTB	WCTB2	WCTB1	WCTB0	WCTC2	WCTC1	WCTC0

3.2.3.13 Resolución y rango dinámico en modo común

Los potenciales tardíos ya sean ventriculares o auriculares están en el orden de decenas de micro volts, por esta razón se debe utilizar una resolución que permita visualizarlos. La

resolución mínima para visualizar el ECG, es de 10 μV y la recomendada es de 1000 nV [11]. Para este prototipo se propone utilizar una resolución de 382 nV.

El circuito ADS1298 al ser alimentado con una fuente unipolar de 3.3 V, utilizará una referencia de 2.4 V para el convertidor analógico digital de 24 bits. Utilizando la máxima resolución de este circuito, se podrían medir potenciales de 143 nV con una amplificación de ganancia unitaria. Sin embargo, esto excedería el volumen de información. Por otro lado, se puede aumentar la ganancia y reducir el número de bits a utilizar. Pero, la ganancia en exceso puede saturar los amplificadores a causa de las señales en modo común al no existir un acoplamiento de AC para quitar el *offset* de los electrodos. Por esta razón, se ha propuesto configurar al ADS1298 para utilizar 20 bits, con una ganancia de 6.

La resolución del prototipo está dada por la ecuación (3.2).

$$\text{Resolución} = \frac{V_{REF}}{G \times DR_{ADC}} = \frac{2.4V}{6 \times 2^{20}} = 382nV \quad (3.2)$$

3.2.3.14 Amplificadores de ganancia programable

El ADS1298 cuenta con 8 amplificadores de ganancia programable con entradas y salidas diferenciales, figura 3.23. La entrada a estos amplificadores puede provenir de distintas fuentes, la selección de las fuentes las controla el MUX principal. La salida de cada uno de estos amplificadores es asociada a un convertidor analógico digital. La señal entre el ADC y el amplificador, puede ser ruteada hacia el circuito de pierna derecha.

La ganancia del amplificador puede configurarse a valores de: 1, 2, 3, 4, 6, 8 y 12. Cada cambio en la ganancia implica un cambio en el ancho de banda, Tabla 3.6.

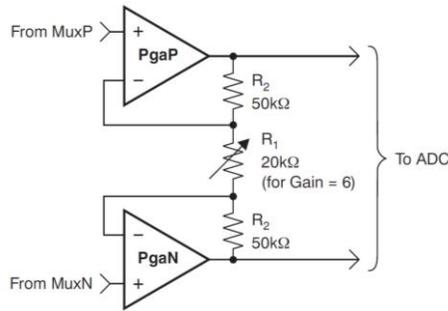


Fig. 3. 23. Circuito equivalente del Amplificador de Ganancia Programable, PGA [15].

Tabla 3.6. Ganancia-Ancho de banda a temperatura ambiente [15].

GAIN	NOMINAL BANDWIDTH AT ROOM TEMPERATURE (kHz)
1	237
2	146
3	127
4	96
6	64
8	48
12	32

3.2.3.15 Conversión analógica digital

Cada canal del ADS1298 tiene asociado un ADC Delta-Sigma de 24 bits de resolución. La conversión se realiza a través de un modulador de segundo orden que muestrea la señal analógica a una frecuencia f_{mod} , que es el resultado de dividir la frecuencia del oscilador entre 4 y 8, para uso normal y bajo consumo respectivamente. Los datos resultantes de la conversión pasan a un filtro decimador digital, que se encarga de atenuar el efecto *aliasing* [15].

3.2.3.16 Filtro decimador digital pasa bajos

Los datos provenientes del modulador delta sigma pasan a un filtro digital pasa bajos, que ayuda en la tarea de reducir el efecto *aliasing*. Después el flujo de datos pasa a un decimador para reducir la frecuencia de muestreo de la señal.

Una vez completado el proceso de conversión analógica digital, los datos pasan a la interfaz SPI para enviarse al control maestro.

3.2.3.17 Circuito de pierna derecha

Este circuito aumenta la relación de rechazo de modo común, CMRR, retroalimentando la señal en modo común con un cambio de fase, anulando aquellas señales donde coincidan fase y amplitud. El circuito es un sumador de corriente que inyecta las variaciones en modo común de los canales seleccionados al cuerpo del paciente a través del electrodo conectado en la pierna derecha.

El módulo para este fin en el circuito ADS1298 (figura 3.24) usa RLD_INV como punto de suma y RLDREF se utiliza como voltaje referencia, ya sea interno o externo al chip. La red de retroalimentación RC en conjunto con el amplificador, funcionan como filtro pasa bajos con una ganancia en voltaje a frecuencias bajas dada por R.

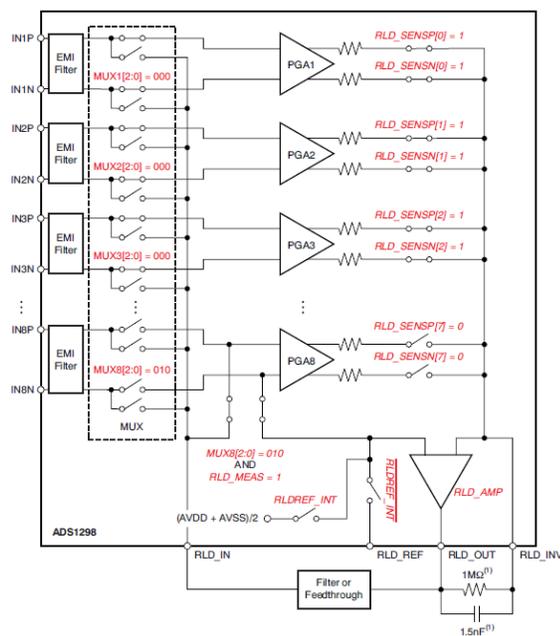


Fig. 3.24. Circuito de pierna derecha, RLD [15].

El electrodo de pierna derecha se conecta al pin RLD_OUT y los registros involucrados para el ruteo de las señales, habilitación del circuito, medición del potencial en modo común en RLD_IN, así como la selección de referencia interna o externa son: RLD_SENSP, RLD_SENSN, CONFIG_3 y CHnSET, Tabla 3.2.

3.2.3.18 Secuencia de encendido

Antes de capturar señales con el ADS1298 es necesario que las fuentes de alimentación se estabilicen de acuerdo a la secuencia mostrada en la figura 3. 25. Una vez encendidas las fuentes, se debe esperar a que el voltaje en el pin VCAP1 sea superior a 1.1 V, o también, esperar 2^{18} ciclos del reloj principal. El tiempo que resulte mayor de los dos, será el tiempo óptimo antes de comenzar a hacer adquisición de datos.

Después del tiempo de espera es necesario reiniciar el ADS1298. Se envía el comando de RESET por SPI o también, poniendo a 0 el pin 36 del ADS1298. Una vez que el circuito ha reconocido el comando (18 ciclos del reloj principal) es posible realizar la configuración del circuito.

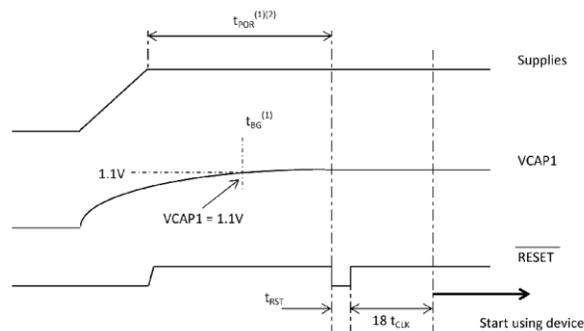


Fig. 3. 25. Secuencia de encendido del ADS1298 [15].

El voltaje en VCAP1 está relacionado con el voltaje de referencia de los ADC del ADS1298 a través de un amplificador no inversor, figura 3.26. De acuerdo a la hoja de datos, para un voltaje de referencia de 2.4 V, $R_1 = 12.5 \text{ k}\Omega$; $R_2 = R_3 = 25 \text{ k}\Omega$

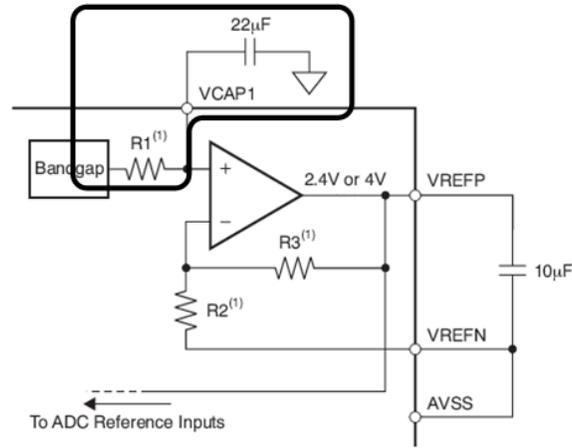


Fig. 3.26. Circuito equivalente para la referencia de voltaje interno del ADS1298 [15].

Con base en la forma de onda del voltaje en VCAP1 y la red RC formada por R1 y el capacitor de 22 μF , se propone utilizar la respuesta al escalón de un circuito RC en serie para determinar el tiempo de espera inicial (3.3).

$$VCAP1(t) = 1.2 \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \quad (3.3)$$

Dónde: $\tau = (22 \mu\text{F})(12.5 \text{ k}\Omega)$

Despejando la variable temporal, se puede calcular el valor aproximado en segundos cuando VCAP1 alcanza 1.1 V, (3.4).

$$t = \tau \ln \left(\frac{1}{1 - \left(\frac{1.1 \text{ V}}{1.2 \text{ V}} \right)} \right) = 0.6833 \text{ s} \quad (3.4)$$

El tiempo de espera antes de configurar los registros del ADS1298 será la suma del tiempo en que VCAP1 rebasa 1.1 V y el tiempo en que el ADS1298 tarda en decodificar el comando de RESET.

La figura 3.27 muestra el diagrama de flujo para el arranque del ADS1298 antes de iniciar la configuración de registros.

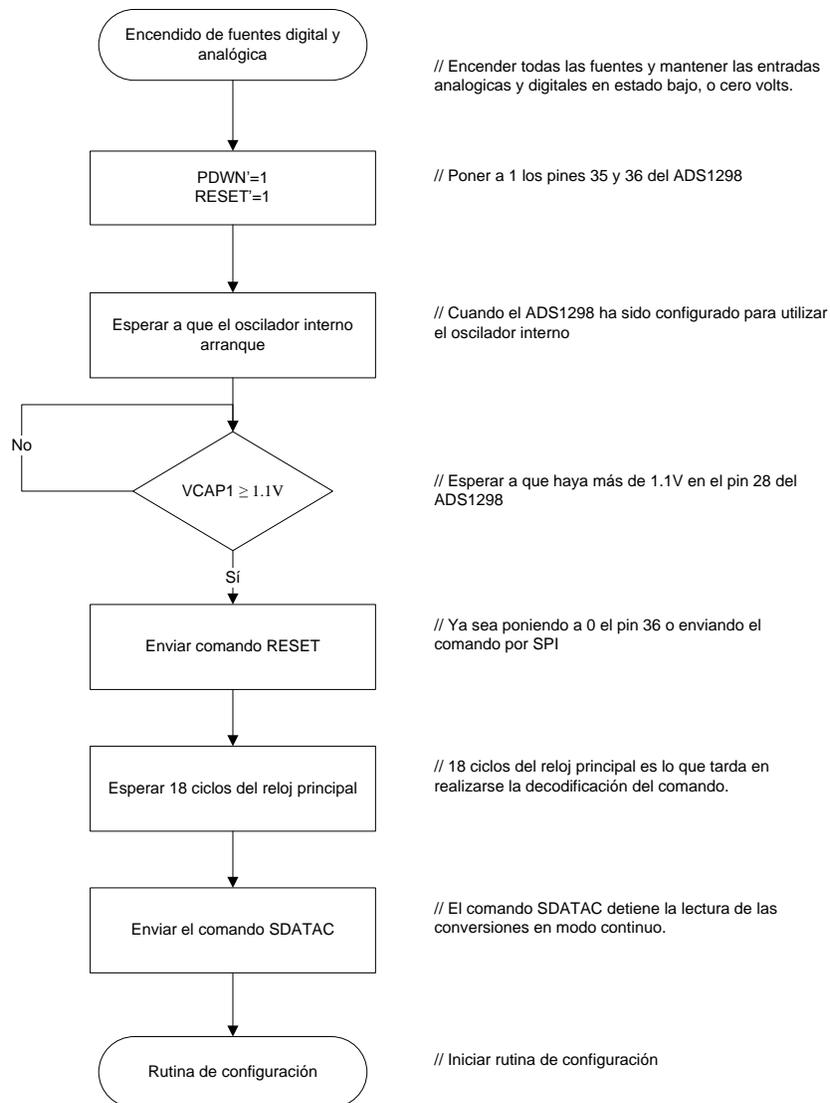


Fig. 3.27. Diagrama de flujo de la rutina de encendido del ADS1298.

3.2.3.19 Rutina de configuración

La configuración del dispositivo ADS1298 puede iniciarse una vez que se han estabilizado los siguientes elementos: fuentes de alimentación, voltaje en VCAP1 y se ha decodificado el comando de RESET en el ADS1298.

Para realizar modificaciones a los registros del ADS1298, se debe detener la lectura en modo continuo y después se procede a utilizar el comando WREG para acceder a los registros y modificarlos. La figura 3.28 muestra el diagrama de flujo para la configuración del ADS1298 de acuerdo al prototipo.

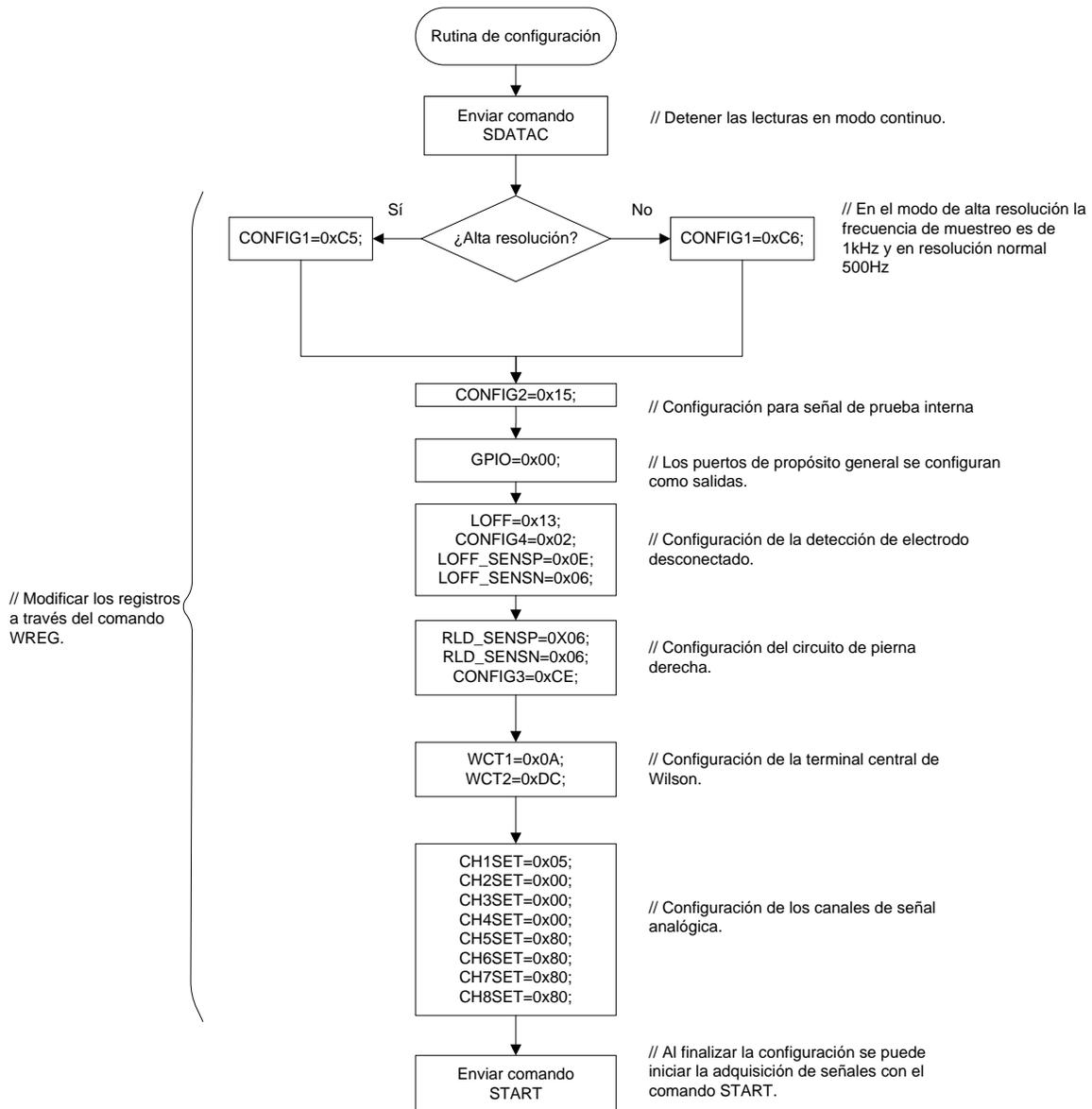


Fig. 3.28. Rutina de configuración del ADS1298, basada en las recomendaciones del fabricante, Texas Instruments.

3.2.3.20 Rutina de adquisición de datos

El diagrama de flujo para la rutina de adquisición de datos se muestra en la figura 3.29. Previo a la adquisición de señales, el comando START debió ser decodificado por el ADS1298.

La conversión se ejecuta a la frecuencia de muestreo establecida en el ADS1298, sin embargo, el dispositivo maestro solicitará esa información cuando su temporizador se desborde. Una vez desbordado el temporizador, se llamará a la rutina de adquisición de datos. Este método permite monitorear el estado del electrodo de pierna derecha, sin detener la conversión analógica digital y volver a activarla.

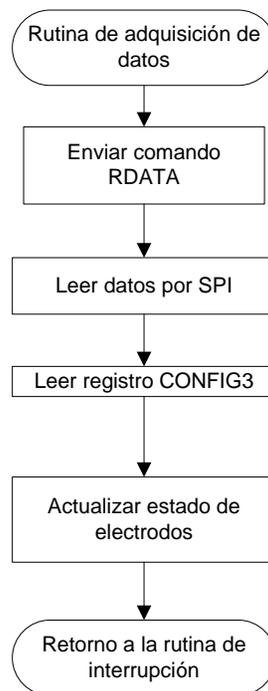


Fig. 3.29. Rutina para adquisición de datos y monitoreo del estado del ADS1298

3.2.4 Control maestro

El dispositivo maestro encargado de procesar las señales y administrar los periféricos del prototipo es el dsPIC33FJ64MC802. En esta subsección se presentarán las características

principales, configuraciones básicas y los detalles de hardware a tener en cuenta al polarizar este circuito.

El dsPIC33FJ64MC802 es un dispositivo que integra las características de un microcontrolador y el poder de cómputo de un procesador digital de señales, DSP [38]. En la figura 3.30 se presenta una gráfica en relación a precio vs rendimiento de: microcontroladores de 8 bits, 16 bits, 32 bits, procesadores de señales digitales (DSP) y controladores de señales digitales (DSC).

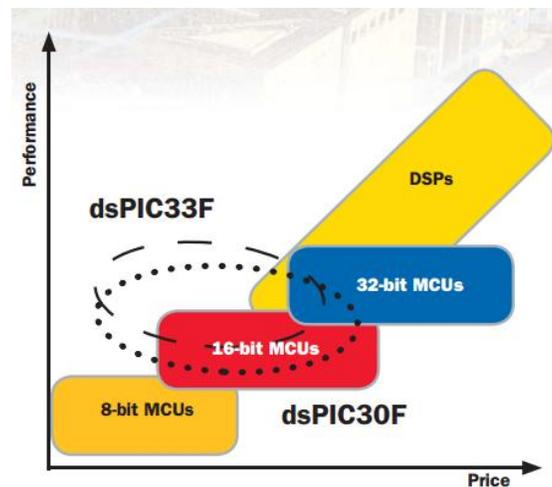


Fig. 3.30. Relación precio vs rendimiento de varias familias de microcontroladores, DSCs y DSPs [38].

Algunas características del DSC utilizadas en este trabajo de tesis, se listan a continuación:

- *DSP-Engine*
 - Operaciones de multiplicación y acumulación en un solo ciclo máquina, *MAC*.
 - Desplazamientos de hasta +/- 16 bits en un solo ciclo máquina, *Barrel Shifters*.
 - Dos acumuladores de 40 bits, con opción para redondeo y saturación.
- *ALU*
 - Multiplicador de dos operadores, de 16 bits cada uno.
 - Divisor de 16 bits.
- Respuesta a interrupciones por temporización.

- Dos módulos para comunicación SPI.
- Modulo para re-mapeo y direccionamiento de señales digitales.
- Memoria RAM de 16 KB.
- Memoria ROM de 64 KB.
- Temporizadores de 16 y 32 bits.

3.2.4.1 CPU

El diagrama a bloques de la CPU del dsPIC33FJ64MC802 se muestra en la figura 3.31. Gracias a la arquitectura Harvard modificada para manejo de datos de 16 bits, el dsPIC33FJ64MC802 puede ejecutar la mayoría de sus instrucciones en un ciclo de reloj [20]. Entre estas instrucciones se encuentran aquellas dedicadas al procesamiento digital de señales, DSP.

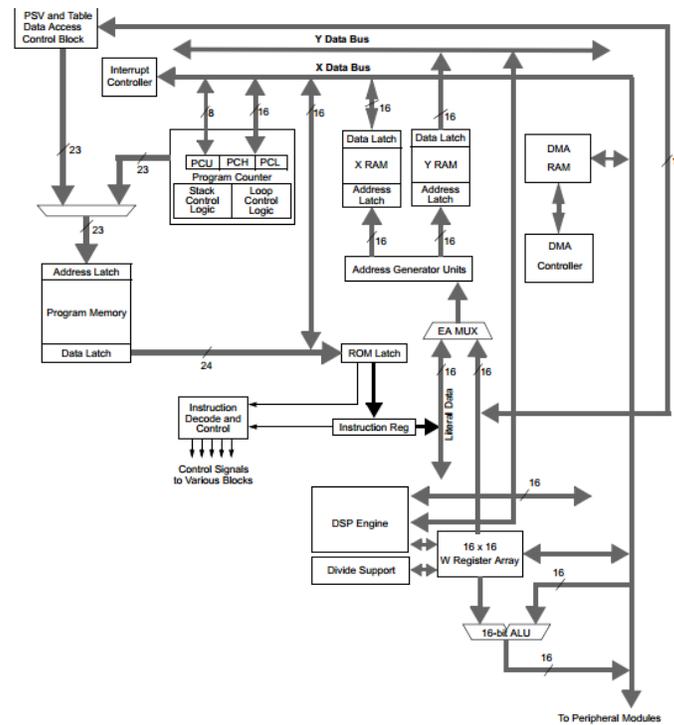


Fig. 3. 31. Arquitectura de la CPU del dsPIC33FJ64MC802 [20].

3.2.4.2 DSP Engine

El CPU del dsPIC33FJ64MC802 incluye un módulo denominado *DSP Engine* cuya tarea consiste en realizar operaciones de multiplicación y acumulación, MAC. Además del *DSP Engine*, hay un divisor y una ALU de 16 bits. Sin embargo, tanto el *DSP Engine* como la ALU y el divisor, no pueden trabajar de manera concurrente.

El diagrama a bloques del *DSP Engine* se muestra en la figura 3.32. Los componentes principales de este bloque son: el sumador, multiplicador, desplazador de barril y el bloque de lógica de redondeo. El sumador soporta operaciones de resta y utiliza dos acumuladores A y B de hasta 40 bits cada uno. El multiplicador puede manejar dos en el bus de datos X y Y de hasta 16 bits cada uno. El desplazador de barril puede realizar el desplazamiento de ± 16 bits en un solo ciclo máquina.

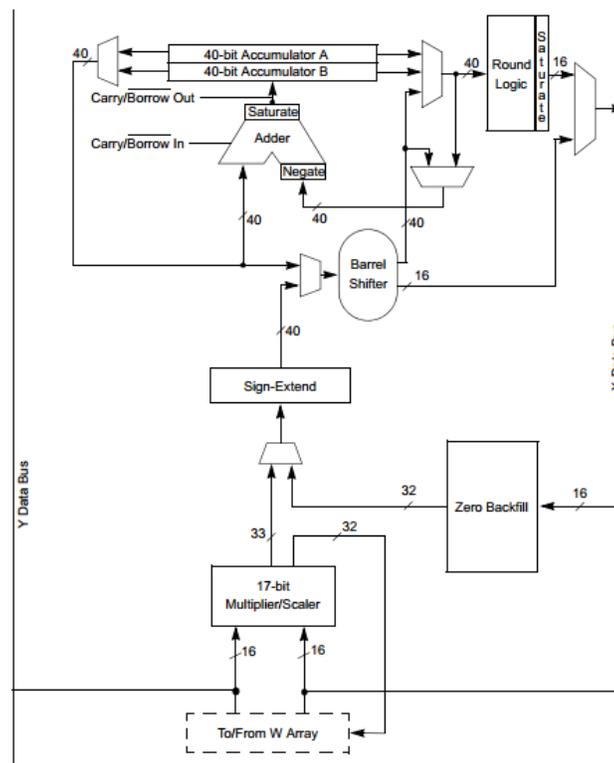


Fig. 3. 32. Diagrama a bloques del *DSP engine*, del dsPIC33FJ64MC802 [20]

3.2.4.3 Polarización y distribución de pines

En la figura 3.33. se muestra la distribución de los pines del dsPIC33FJ64MC802, tanto en los encapsulados DIP o SOIC, se utiliza la misma distribución de pines. Los pines marcados en gris, toleran más de 5 V, de entrada. Los pines con la etiqueta RP pueden ser re-configurados, para funcionar como salida o entrada de algún periférico del microcontrolador.

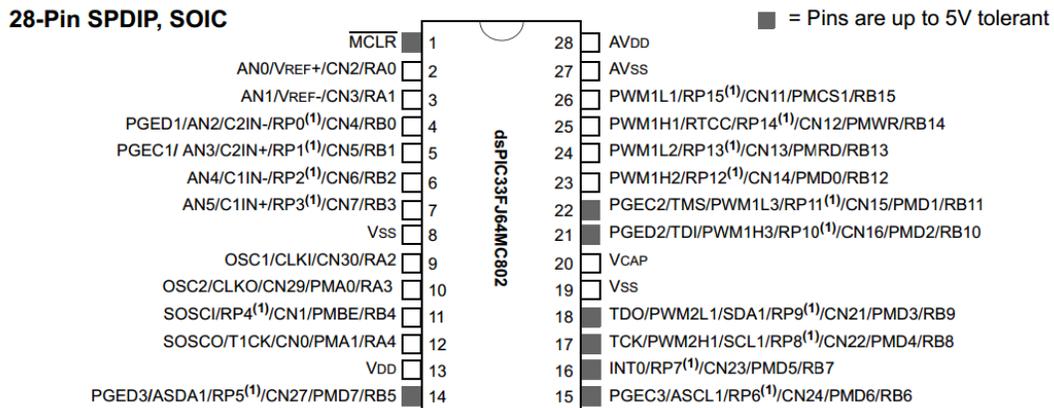


Fig. 3.33. Distribución de pines en encapsulado SOIC y DIP, para el dsPIC33FJ64MC802 [20].

La polarización mínima recomendada por el fabricante del dsPIC33F64MC802 se muestra en la figura 3.34.

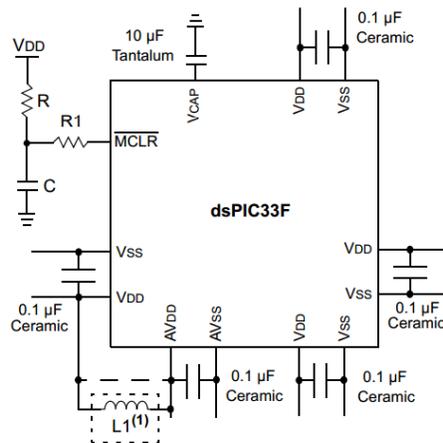


Fig.3.34. Conexión básica del dsPIC33FJ64MC802 [20].

El inductor L1 permite la reducción de la interferencia de las señales digitales en el ADC del dsPIC33FJ64MC802, el valor recomendado para este inductor depende de la frecuencia de muestreo del ADC [20].

Para mantener estables los niveles lógicos de la CPU del dsPIC, en el pin VCAP se conecta un capacitor con una resistencia en serie equivalente, *equivalent series resistance* (ESR) menor a 5Ω , el fabricante recomienda el uso de un capacitor de tantalio o bien uno cerámico [20]. Para el resto de los capacitores es recomendable se coloquen lo más cerca posible de los pines del chip; la separación máxima recomendable será de 5 mm aproximadamente [20].

El pin MCLR tiene dos funciones: el reinicio del dispositivo y control de la programación del dispositivo. La red RC en el pin MCLR actúa como un filtro de señales de alta frecuencia que pudieran causar el incorrecto funcionamiento del dispositivo. Debe ser considerado su uso de acuerdo a los criterios de diseño [20].

3.2.4.4 Configuración del oscilador

En general, la fuente de reloj principal del dsPIC33FJ64MC802 puede ser externa o interna, opcionalmente en ambos casos se puede utilizar un circuito de amarre de fase (PLL) para elevar la frecuencia de la temporización del CPU, para el desarrollo de esta tesis, se utilizó la configuración con PLL.

En la figura 3.35 se muestra el diagrama de la fuente de oscilación principal. La fuente de señal conectada a las terminales OSC1 y OSC2 es un cristal de cuarzo de 4 MHz.

Para utilizar el bloque del PLL, la señal de reloj proveniente del oscilador primario, debe estar entre 0.8 MHz y 8 MHz. En el bloque PLL, las oscilaciones alcanzan valores entre 100 MHz y 200 MHz. Después las oscilaciones se estabilizan a través de divisores de frecuencia. La señal resultante del bloque del PLL estará entre los 12.5 MHz y los 80 MHz dependiendo de la configuración establecida por el usuario. Después del bloque PLL, la

señal pasa por otro divisor de frecuencia, reduciendo la frecuencia a la mitad, (FCY y FP) FP será la fuente de reloj principal de los periféricos del dsPIC y FCY es la temporización para la CPU. Esa señal de reloj será la que utilizará el CPU del dsPIC. Para mayor información consulte la hoja de especificaciones del dsPIC. [20].

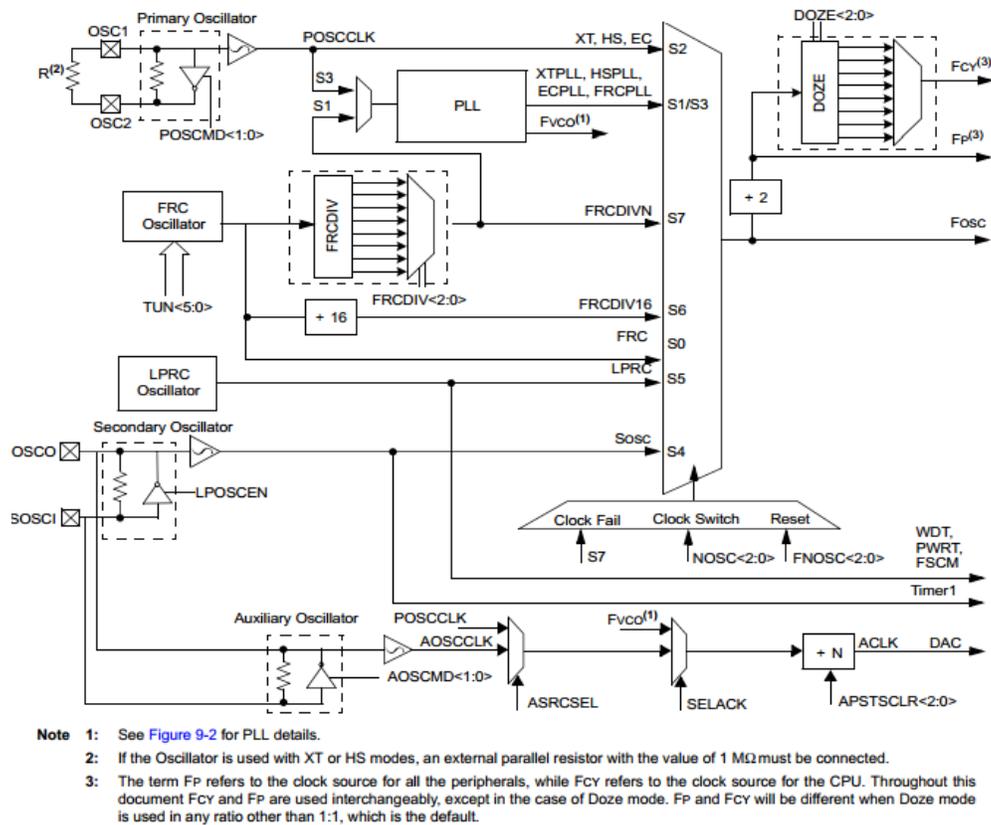


Fig.3.35. Diagrama para la configuración de la señal de reloj del dsPIC33FJ64MC802 [20].

3.2.4.5 Temporizador - *TIMER1*

Para el prototipo se utilizó la interrupción por temporización con prioridad máxima del *TIMER1* para controlar la frecuencia de muestreo. La figura 3.36 muestra el diagrama a bloques para la configuración del temporizador. La señal de reloj para este temporizador es la misma que para la CPU, la señal FCY. Esta señal pasa por un bloque pre-escalador, posteriormente a un multiplexor y una compuerta and. La señal después del multiplexor, es

la fuente de reloj para incrementar el registro TMR1. El registro PR almacena un valor constante. El bloque comparador, evalúa el valor del registro TMR1 con PR, cuándo son iguales, envía una bandera al multiplexor final del bloque, indicando que la temporización ha alcanzado el valor de PR [20].

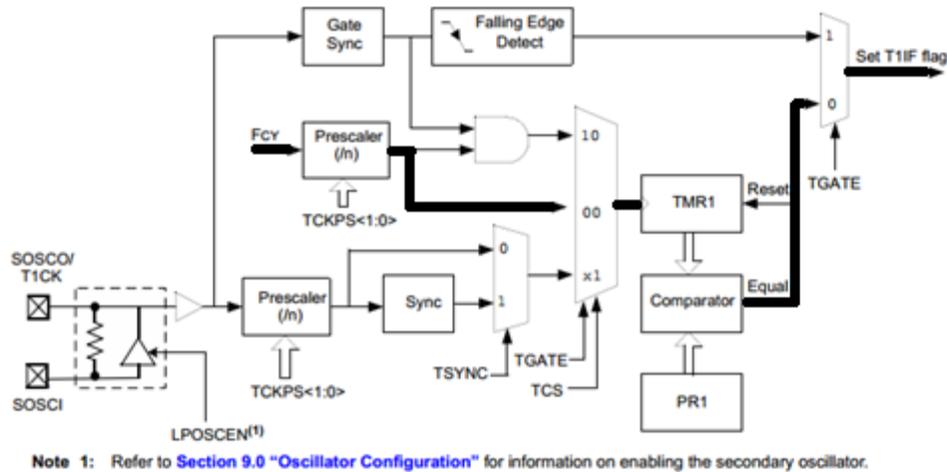


Fig. 3.36. Diagrama para la configuración de Timer1 del dsPIC33FJ64MC802. La línea gruesa representa la ruta de la señal de reloj asociada a la configuración de los registros de TMR1. [20]

3.2.4.6 Configuración del ADC

El dsPIC33FJ64MC802 cuenta con 6 canales ADC de 12 o 10 bits que permiten frecuencias de hasta 1.1 Msps. El método de conversión de este ADC es mediante aproximaciones sucesivas [20]. La figura 3.37 muestra el diagrama a bloques del ADC. Las referencias para este ADC pueden ser externas o internas, para este prototipo se utilizaron referencias externas.

De todos los canales, se utilizaron tres, uno para el monitoreo de la batería y dos para los botones de la interfaz de usuario.

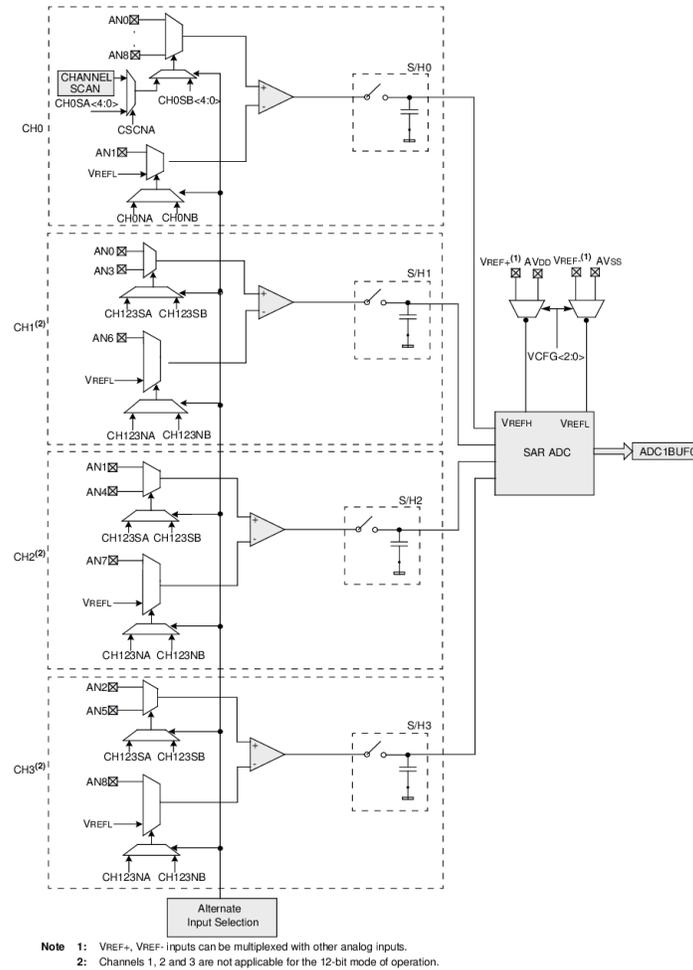


Fig. 3. 37. ADC del dsPIC33FJ64MC802 [20].

3.2.4.7 Configuración y reasignación de pines IO

El registro que rige la configuración de entradas y salidas es el registro TRISB y TRISA para el dsPIC33FJ64MC802. Cuando se desea configurar un pin como entrada o como salida se escribe el bit asociado a ese pin en el respectivo registro TRISx, 1 para configurar como entrada y 0 para configurar como salida.

La reasignación de pines consiste en la distribución de las entradas y salidas de los periféricos del DSC a través de software. Por ejemplo, el pin 14, del dsPIC33FJ64MC802, puede ser configurado para ser el transmisor del módulo UART, o bien ser una entrada el periférico CAN [20].

La distribución de los pines propuesta es mostrada en la figura 3.38. En esta distribución, se buscó la optimización del espacio y longitudes de pistas en el circuito impreso. Los pines están enumerados del 1 al 28, y en cada uno se asignó una etiqueta que se asocia a la conexión con el resto de los periféricos.

Los pines del 21 al 26 se asignaron al control del ADS1298, entre estos pines se encuentran los del módulo SPI 1 exclusivamente para este circuito.

El módulo SPI 2 es compartido entre la pantalla gráfica y la tarjeta de memoria SD ya que utilizan el mismo modo para la comunicación SPI. Los pines del 11 al 18 son para estos dos periféricos.

Los canales ADC1 y ADC2, son dedicados a los botones de la interfaz de usuario

El canal ADC5 es dedicado al monitoreo de la carga de la batería.

Los pines 1, 4 y 5 son dedicados para la programación del circuito.



Fig.3. 38 Asignación de los pines del dsPIC33FJ64MC802

3.2.4.8 Programación del firmware en el dsPIC33FJ64MC802

El firmware se escribió en lenguaje C, Apéndice B, en el entorno de desarrollo integrado MikroC Pro for dsPIC. Este entorno incluye librerías que facilitan la programación de los DSC de Microchip, estas librerías permiten la configuración de los periféricos, conversiones de datos, manejo de interrupciones, etc.

Para programar el dsPIC33FJ64MC802 se utilizó el programador MiniProg+. Este programador es un clon del programador oficial de Microchip Pickit2. Soporta la mayoría de los microcontroladores y DSC de Microchip. Utiliza 5 líneas, dos de ellas dedicadas a la alimentación y las tres restantes para programación. Una de estas 3 líneas lleva la señal de MCLR, que controla la disposición del dsPIC33FJ64MC802 a ser programado; dos líneas llevan la señal de reloj y la señal de datos, PGED1 y PGCE1 respectivamente; PGED1 y PGCE1 se utilizan en la programación del dsPIC33FJ64MC802 una vez que ha sido montado en el circuito, a esta técnica Microchip la denominó: *In-Circuit Serial Programming*, ICSP. Las 2 líneas restantes mantienen los voltajes, VDD y VSS para polarizar el circuito.

El software para utilizar el programador es el oficial de Microchip PICKit2 v2.16

3.2.5 Almacenamiento de datos

3.2.5.1 Memoria microSD

En esta sección se describe la configuración utilizada para la inclusión de este dispositivo en el desarrollo del prototipo. Para este prototipo se utilizó una tarjeta de memoria flash, tipo microSD, con volumen de almacenamiento de 2 GB y sistema de archivos FAT16. Este tipo de tarjetas son muy comunes en el mercado debido a su compatibilidad con distintos dispositivos portátiles y su volumen de almacenamiento.

Existen dos formas de realizar la comunicación con la tarjeta SD, una es utilizando el protocolo propio de la *Secure Digital Card Association* y la otra forma es utilizar la tarjeta SD es en el modo MultiMediaCard o MMC. Este último es el empleado en este prototipo. La razón principal de esta elección se basa en la información disponible en la red, así como en las especificaciones de diseño del dispositivo. Una desventaja importante de este método consiste en el tiempo relativamente largo para la transferencia de datos, pero que para esta aplicación es suficiente.

En modo MMC la tarjeta se comunica con un host por medio del protocolo SPI. El orden de los pines cambia en cada encapsulado de las tarjetas SD. En la figura 3.39, se muestran la distinta distribución de pines para utilizar la tarjeta en modo MMC.

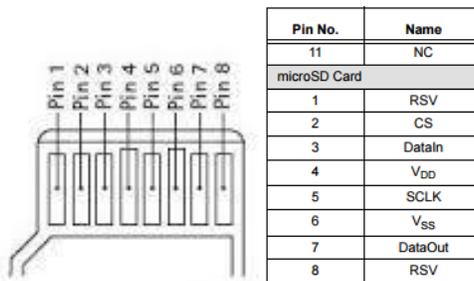


Fig. 3.39. Distribución de pines las tarjetas micro SD [39].

Los dispositivos de almacenamiento masivo de tipo flash, en general son formateados para trabajar con el sistema de archivos FAT16 o bien FAT32, hablando de plataformas Windows.

3.2.5.2 Sistema de archivos FAT16

Este sistema se eligió porque la cantidad de datos a almacenar durante un periodo de grabación de 24 horas a máxima resolución genera registros de 660 MB, además de que la implementación de este sistema de archivos en sistemas embebidos con un mínimo de memoria RAM de 2 KB lo pueden manejar sin mayores problemas, no así el caso de FAT32, que requiere mayor memoria RAM, sin embargo este sistema puede direccionar

hasta 32 GB. El máximo direccionamiento que se puede alcanzar con el sistema de archivos FAT16 es de 2 GB.

La estructura de un disco o bien una tarjeta de memoria que utiliza el sistema de archivos FAT16 se muestra en la figura 3.40. El *host* debe acceder en primer lugar al sector maestro de arranque, *Master Boot Record* (MBR). En él encontrará la información necesaria para acceder a la entrada del sector de arranque, *Boot Sector Entry* BSE. En este sector se encuentra la información relacionada a la estructura de la partición actual. A partir de la lectura e interpretación de la información de estos dos bloques, el *host* ya puede modificar las tablas de asignación, FAT 1 y FAT 2. FAT 2 es una copia de seguridad de la FAT 1, siendo FAT 1 la tabla primaria [40].

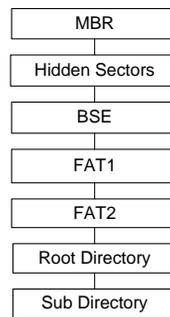


Fig. 3.40. Sectores en una tarjeta SD formateada en el sistema de archivos FAT 16.

Al formatear la memoria se graba el MBR. Dicho sector contiene información que el *host* deberá interpretar para la administración de ese medio de almacenamiento. En múltiples secciones del MBR se encuentra la información relacionada a: el número de particiones, tipo de particiones, tamaño del disco, nombre del volumen, ubicación de las particiones, tamaño de las particiones, etc. También hay porciones de código ejecutable para el *host* y es conocido como: código de arranque maestro [41].

Los sectores ocultos pueden ser ignorados, pues no son empleados por el sistema de archivos y generalmente deben mantenerse en 0 [41].

La entrada de sector de arranque, *Boot Sector Entry* (BSE), contiene la información relacionada a la partición actual, tal como: el nombre del sistema que formateo la tarjeta, bytes por sector, sectores por clúster, número de sectores reservados, no de FATs, Entradas máximas en directorio raíz, etc. Para acceder a este sector, en primer lugar es necesario leer el MBR y encontrar el sector de inicio de esta partición [41].

Después del sector BSE, es probable que haya sectores reservados y posteriormente se encuentra la FAT1.

El directorio raíz, *Root Directory*, se encuentra justo después de las tablas de asignación de archivos. Este directorio tiene como límite máximo un número fijo de archivos y subdirectorios, este número está definido en el BSE. El directorio raíz contiene el nombre, extensión y demás atributos del archivo, ya que el contenido del archivo se guarda en el área de datos.

En esta tesis no se utilizó el área dedicada a los subdirectorios, pues los archivos generados son almacenados en el directorio raíz.

3.2.5.3 Rutina para creación de archivos

El objetivo de crear una rutina especial para este prototipo, consiste en aumentar la tasa de transferencia de datos desde el microcontrolador hacia la tarjeta SD. Los desarrolladores de software para la programación de microcontroladores de la familia dsPIC de Microchip facilitan librerías muy completas, sin embargo, realizan operaciones muy sobradas para aplicaciones específicas, operaciones que consumen tiempo de procesamiento y disminuyen el rendimiento.

El procedimiento propuesto que debe seguir la rutina es el que se muestra en la figura 3.41. El primer paso consiste en la verificación del estado de la tarjeta SD, si está presente o no. En caso afirmativo, se realizarán operaciones en el sector MBR, para determinar la ubicación de las FAT y evaluar si hay espacio suficiente. Durante esta etapa se determina la

dirección del cluster de inicio para el archivo. Si no hay espacio suficiente para guardar un archivo, el programa sale de la rutina. En caso de que si haya espacio, se inicia la transferencia de información en bloques de 512 Bytes, hasta que el usuario quiera poner fin al registro. Una vez transferida toda la información del registro a la tarjeta SD, se crea el archivo en el directorio raíz y finaliza la rutina.

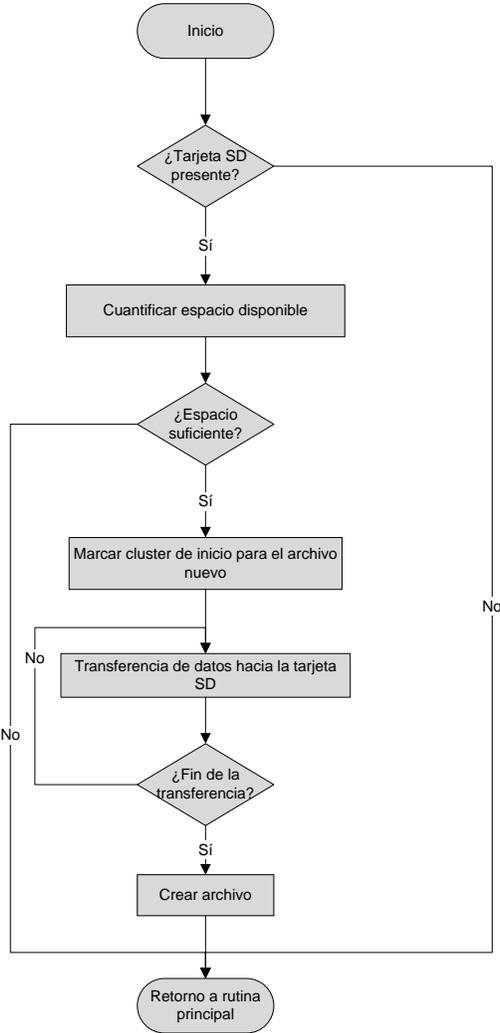


Fig. 3.41. Esquema general para la rutina que controla la tarjeta micro SD

La verificación del espacio libre para el almacenamiento de datos inicia con la búsqueda de un conjunto de clústeres disponibles, esto se realiza en el área de la FAT primaria. La información en el MBR y BSE, ayudan a determinar la ubicación de FAT primaria. En la tabla de asignación se buscan valores de 00 00, consecutivos. Como se muestra en la figura

3.42. Es preferible que la ubicación de los clústeres disponibles sea consecutiva, pues, agiliza el registro y posterior lectura de los datos.

En la figura 3.42, los apuntadores de clúster son números de 16 bits, reservando los valores FF FF, para indicar el final de la búsqueda de más clústeres pertenecientes al mismo archivo. Para este caso, el marcador del final del archivo se encuentra en la dirección 1040A y 1040B, que corresponde al clúster 5. En la FAT el apuntador del clúster 4 apunta al clúster 5, el del clúster 3 apunta hacia el clúster 4 y el clúster 2 apunta al 3. Por lo tanto, el clúster que servirá para empezar a guardar datos, será el clúster 6.

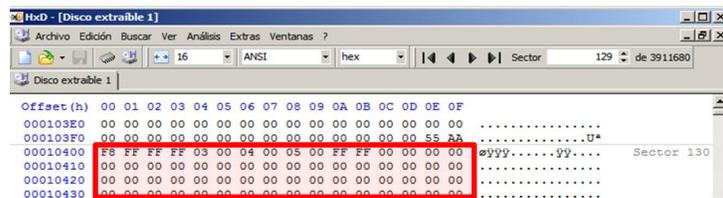


Fig. 3.42. Contenido de la FAT primaria. Final de archivo marcado con FF FF, los espacios vacíos están marcados con 00 00.

Con el espacio suficiente en la tarjeta microSD, el dsPIC realiza la transferencia de datos en bloques de 512 Bytes, a velocidad variable. Para no perder latencia en la transferencia de datos se necesitan por lo menos dos *buffers*, mientras uno se está transmitiendo, el otro estará llenándose. Sin embargo, la calidad de las memorias SD está ligada directamente a la velocidad de transferencia de datos, lo es también, los recursos del control principal dedicados a ello. Para este prototipo, se propone utilizar 6 *buffers* de 512 Bytes.

Un *buffer* es enviado y de en uno en uno, los otros 5 continúan llenándose de manera secuencial y constante. El tiempo que toma realizar la transferencia de un buffer no debe exceder el tiempo de llenado de los 5 restantes. En la figura 3.43, se presenta un diagrama de tiempos, dónde se muestra como *buffer X* activo, indicando que ese *buffer* se está llenando.

El tiempo de transmisión del *buffer* a la tarjeta SD varía dependiendo de qué sección del programa se esté ejecutando (rutina de interrupción, transferencia de archivos o lectura de teclado). Una vez transmitido un *buffer* se evaluará que *buffer* se está llenando, si se envió el *buffer* 1 antes de que terminase de llenar el *buffer* 2, se deberá esperar hasta que el *buffer* 2 esté lleno para transmitirlo. En caso de que el tiempo de transmisión exceda el tiempo de llenado de 1 o hasta 5 *buffers*, la transmisión del *buffer* siguiente se hará inmediatamente que haya terminado la transmisión del *buffer* actual.

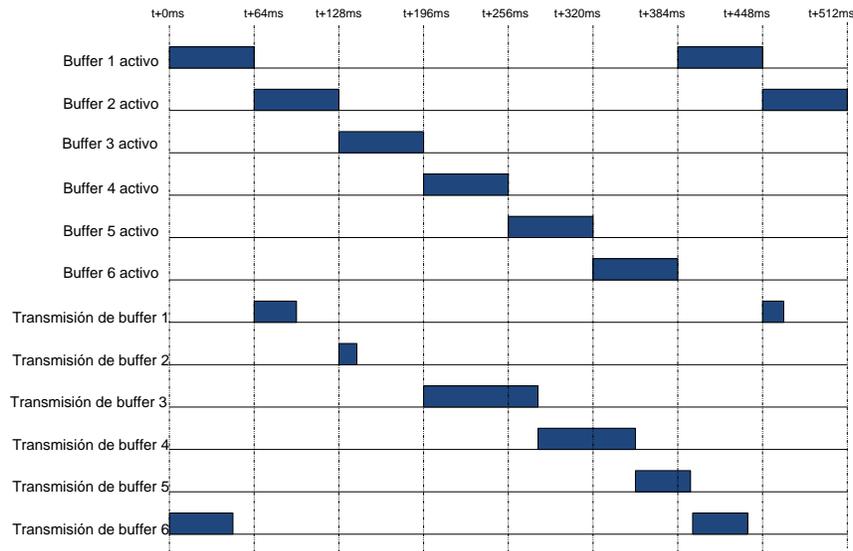


Fig. 3.43. Diagrama de tiempos para transmisión y llenado de 6 *buffers*.

El tiempo para llenar un *buffer* a una frecuencia de muestreo T_s , está determinado por la ecuación (3.5).

$$Tiempo_{BF} = \frac{512}{8} * T_s \quad (3.5)$$

Dónde, T_s es el periodo de muestreo.

La figura 3.44 muestra la representación gráfica de un *buffer* tipo FIFO, también conocido en la literatura como *buffer* circular. El primer dato que entra, es el primer dato que sale. La selección del *buffer* a llenar es en orden ascendente, desde el 1 hasta el 6.

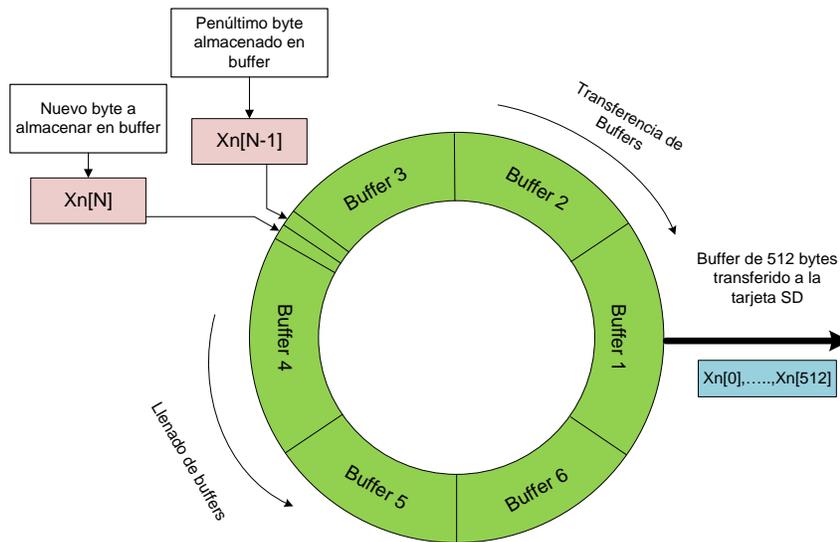


Fig. 3.44. Representación gráfica del buffer circular. $X_n [N]$, contiene la última muestra adquirida y $X_n[0]$, es la primer muestra.

3.2.6 Interfaz de usuario para el Holter

A través de 4 botones de navegación y una pantalla gráfica, el usuario puede interactuar con el Holter para iniciar o detener la grabación, así como tener una vista previa de las formas de onda de algunas derivaciones.

3.2.6.1 Controles

Para que el usuario pueda interactuar con el Holter, adicionalmente a la pantalla gráfica, se han incorporado 4 botones, éstos permiten navegar entre las distintas opciones de los menús. La función de cada botón depende del menú que esté activo durante la ejecución del programa principal. Las opciones que se pueden ejecutar al presionar un botón, son: arriba, abajo, aceptar y cancelar.

El botón cancelar tiene múltiples funciones, devuelve al usuario a un menú anterior al seleccionado, salir de las pantallas de pre visualización y cancelar la grabación. La función de este botón, depende en que menú esté navegando el usuario.

Los botones de arriba y abajo, sirven para moverse entre las opciones de los menús, pero, funcionan como controles de ganancia en las pantallas de pre visualización.

El botón de aceptar, habilita la opción del menú seleccionada.

Los botones son conectados al dsPIC33FJ64MC802 a través de los canales 1 y 2 del ADC (dos botones en cada canal). La conexión de los botones hacia el dsPIC es como se muestra en la figura 3.45. En la figura, se puede observar un diagrama simplificado, para mayor comprensión al lector, se omitieron el resto de los componentes conectados al dsPIC, tales como: oscilador, pantalla gráfica, ADS1298, SD, etc.

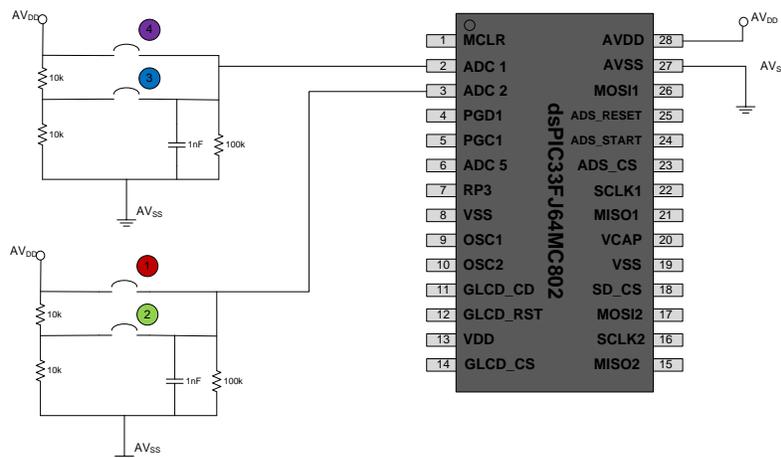


Fig. 3.45 Circuito para selección de opciones en el dsPIC.

Los botones al ser presionados, transfieren el voltaje del divisor hacia un canal del ADC. El filtro pasa bajas, permite la reducción previa del ruido y los rebotes ocasionados por la acción presionar los botones.

Una vez establecido un voltaje en algún canal del ADC, el dsPIC se encargará de realizar un segundo filtrado a través de software, con lo que se reducen los efectos a causa del ruido.

3.2.6.2 Rutina para leer los botones de la interfaz de usuario

La rutina para determinar que botón se ha presionado se muestra en la figura 3.46. Primero, se leen varias muestras por cada canal del ADC. De las muestras se saca el promedio para cada canal, posteriormente el resultado es evaluado en una estructura *case*.

Los umbrales de voltaje se establecen considerando las variaciones del circuito ante cambios de voltaje y de temperatura. Estos umbrales permiten al dsPIC identificar que botón ha sido presionado.

La rutina de identificación devuelve un valor numérico entero: 0, 1, 2, 3 y 4. Estos valores se asocian al botón que se activó. En caso de que la opción no sea reconocida dentro de los umbrales establecidos en el programa, o bien, no se haya presionado algún botón, la rutina devuelve el valor 0.

Además del filtrado por hardware y por software, un retardo en la llamada de la rutina de selección en el programa principal, permite reducir los efectos del rebote de los botones.

3.2.6.3 Pantalla gráfica

Las pantallas gráficas de cristal líquido, *Graphic Liquid Crystal Display* (GLCD), se utilizan como un elemento de interfaz visual, entre el usuario y el sistema electrónico. Este tipo de dispositivos despliegan la información por medio del encendido y apagado de píxeles. Las órdenes de cuál pixel se apaga y cuál se enciende, están a cargo del controlador interno del GLCD.

El GLCD utilizado en esta tesis, es el EA_DOGS102, de Electronic Assembly. Este dispositivo tiene: resolución de 102 x 64 píxeles, control de contraste por software, puerto para comunicación SPI, etc.

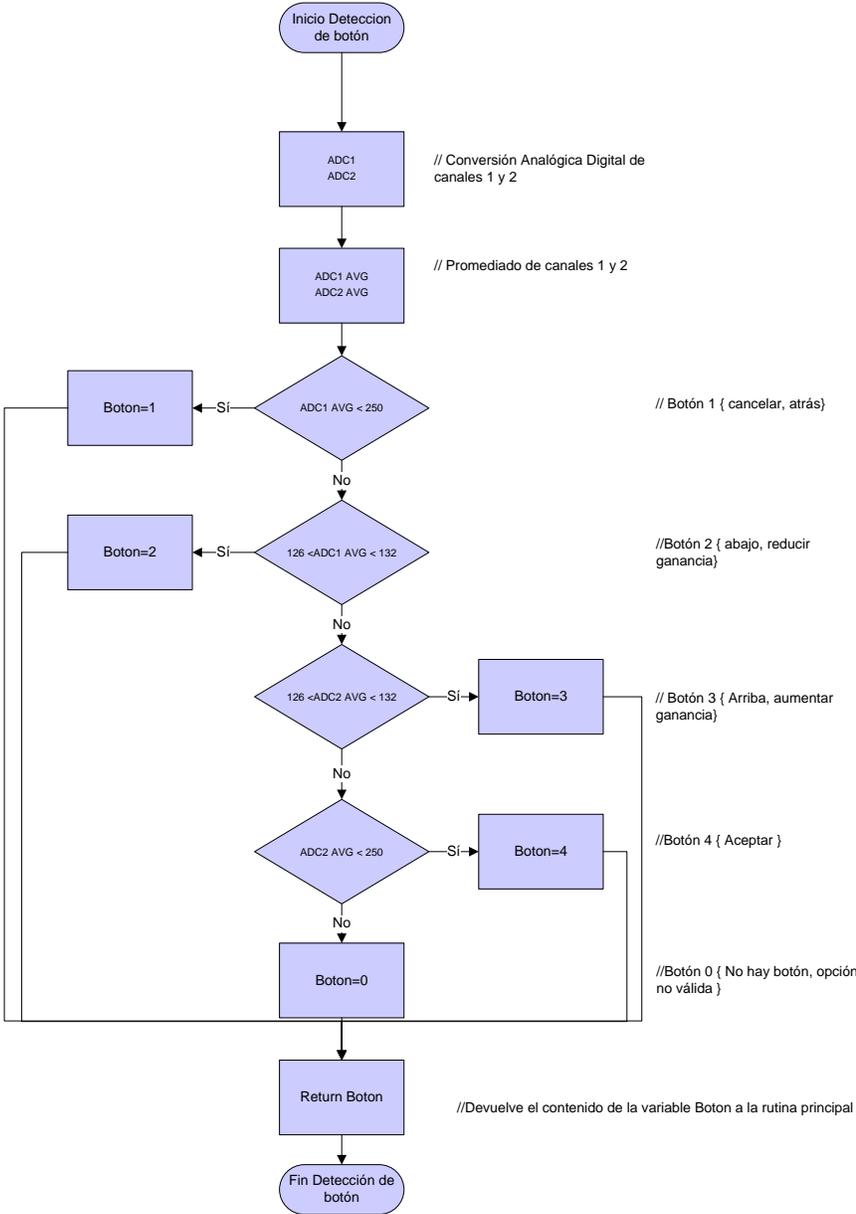


Fig. 3.46. Diagrama de flujo para la rutina de los controles del usuario.

La representación esquemática y modo de conexión básica del GLCD, se muestra en la figura 3.47. Los pines 24, 25, 26, 27 y 28, están dedicados a la comunicación y control del

GLCD. El pin 27 asociado al reinicio de la memoria DRAM del dispositivo, debe mantenerse en 1 lógico durante la operación normal de la pantalla, a menos que se desee reiniciar se colocará el 0 lógico. El pin 24, SDA, está dedicado a la recepción de datos. El pin 25, SCK, está asociado a la señal de reloj de la comunicación SPI. El pin 26, CD, determinará si es dato (1 lógico) o comando (0 lógico) lo que se está recibiendo. El pin 28, CS0, chip select de la comunicación SPI. Los capacitores conectados a las terminales 15, 16-19, 17-18, son del tipo no polarizado, preferentemente cerámicos [41].

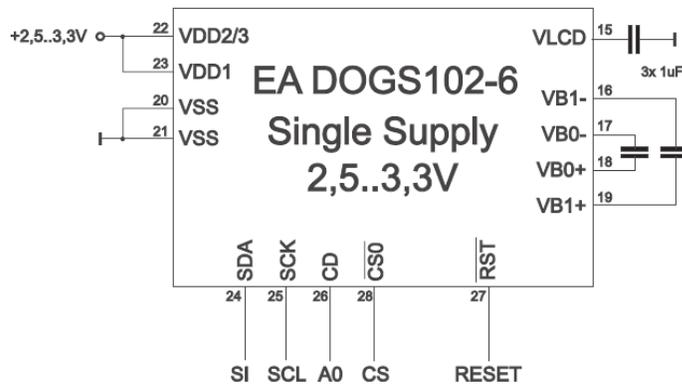


Fig. 3. 47. Diagrama de polarización y líneas de datos de la GLCD EA-DOGS 102-6 [42]

El protocolo de comunicación de este dispositivo es SPI, figura 3.48, en modo unidireccional, sólo recibe información. El muestreo del dato se realiza en el flanco de subida de la señal de reloj, el estado de reposo “idle” es alto, por lo tanto el modo de operación del SPI corresponde al modo 3.

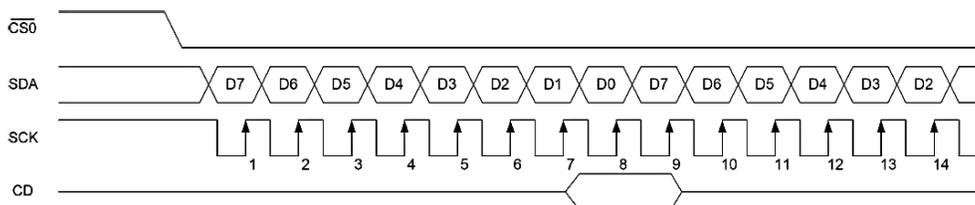


Fig. 3.48. Diagrama de tiempo para la comunicación SPI con el GLCD, EA-DOGS102 [42].

Para inicializar el GLCD, el *host* envía una serie de comandos en una secuencia determinada (tabla 3.7). Cuando el GLCD se enciende o recibe un *reset*, debe enviarse esta secuencia de comandos. Una vez inicializado, ya está disponible para recibir datos y/o comandos.

Tabla 3.7 Secuencia de inicialización de la GLCD [42]

Initialisation example (bottom view)											
Command	CD	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	Hex	Remark
(6) Set Scroll Line	0	0	1	0	0	0	0	0	0	\$40	Display start line 0
(13) Set SEG direction	0	1	0	1	0	0	0	0	1	\$A1	SEG reverse *)
(14) Set COM direction	0	1	1	0	0	0	0	0	0	\$C0	Normal COM0-COM63
(10) Set All Pixel On	0	1	0	1	0	0	1	0	0	\$A4	Disable -> Set All Pixel to ON
(11) Set Inverse Display	0	1	0	1	0	0	1	1	0	\$A6	Display inverse off
(17) Set LCD Bias Ratio	0	1	0	1	0	0	0	1	0	\$A2	Set Bias 1/9 (Duty 1/65)
(5) Set Power Control	0	0	0	1	0	1	1	1	1	\$2F	Booster, Regulator and Follower on
(8) Set VLCD Resistor Ratio	0	0	0	1	0	0	1	1	1	\$27	
(9) Set Electronic Volume	0	1	0	0	0	0	0	0	1	\$81	Set Contrast
		0	0	0	1	0	0	0	0	\$10	
(25) Set Adv. Program Control 0	0	1	1	1	1	1	0	1	0	\$FA	Set Temperature compensation curve to -0.11%/°C
		1	0	0	1	0	0	0	0	\$90	
(12) Set Display Enable	0	1	0	1	0	1	1	1	1	\$AF	Display on

Esta pantalla gráfica muestra 8 páginas por 102 columnas; el control del acceso a que página y que columna se envía un dato, está a cargo de los comandos “*Set Column Address LSB, MSB*” y “*Set Page Address*” tabla 3.8.

Tabla 3.8 Comandos para ubicación de datos en la memoria RAM de la GLCD [42].

(4)	Set Column Address LSB	0	0	0	0	0	CA[3..0]	Set the SRAM column address CA=0..131
	Set Column Address MSB		0	0	0	1	CA[7..4]	
(7)	Set Page Address	0	1	0	1	1	PA[3..0]	Set the SRAM page address PA=0..7

Con esta configuración, la pantalla desplegará la información de izquierda a derecha, según la orientación mostrada en la figura 3.49. Mientras el usuario no utilice los comandos para seleccionar columna y página, el controlador interno de la pantalla, incrementa el puntero asociado a la ubicación de la columna activa, para escribir el nuevo dato entrante. Cuando el puntero ha excedido las 102 columnas de una página, dejará intacta la información visualizada y los datos que lleguen, serán ignorados. Para que la pantalla continúe mostrando los datos entrantes, debe ser configurada con la dirección de la página nueva y la columna deseada.

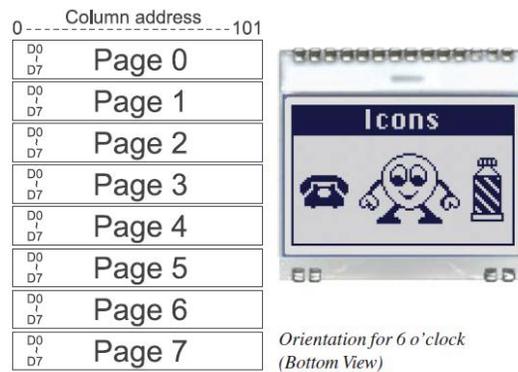


Fig.3.49. Orientación para visualización de datos en la pantalla gráfica EA-DOGS102B, que se obtiene después de aplicar los comandos de inicialización [42].

Para mayor información sobre comandos y configuraciones de esta pantalla gráfica, refiérase a [42].

3.2.6.4 Subrutinas para envío de datos y comandos a la GLCD

El diagrama de flujo para la subrutina encargada en enviar comandos se muestra en la figura 3.50 (a). La llamada a subrutina recibe el comando que se desea enviar por SPI. Después, se selecciona el GLCD y es configurado para recibir un comando (poniendo CD en estado bajo). Se envía el comando y se restablece el estado del pin CS, poniéndolo en estado alto. Cuando el dsPIC termina la ejecución de la subrutina, se reanuda el programa principal.

La subrutina para el envío de datos se muestra en la figura 3.50 (b). La llamada a subrutina recibe el dato que se desea enviar. Después, se selecciona el GLCD y es configurado para recibir un dato (poniendo CD en estado alto). Se envía el byte de dato y se restablece el estado del pin CS, poniéndolo en estado alto.

Las rutinas para envío de dato y comando son muy similares, cada una puede ser llamada el número de veces que sea necesario. Por ejemplo; enviar una cadena de bytes de datos, que formen un carácter; enviar una cadena de bytes de comando, que ejecuten la inicialización o desplazamientos de la información en pantalla, etc.

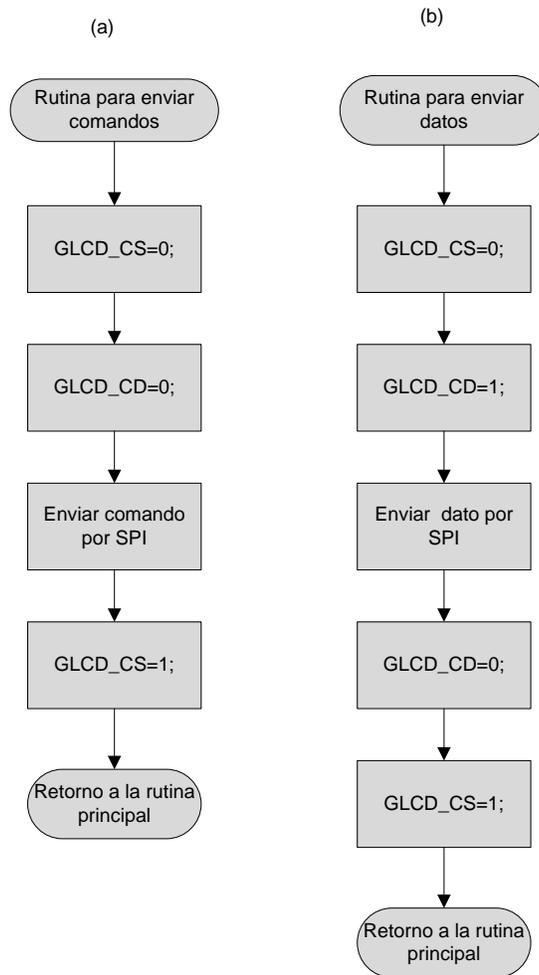


Fig.3.50. Diagramas de flujo para las subrutinas de envío de un byte dato (a) y envío de un byte de comando (b) hacia la pantalla gráfica.

3.3 Diseño del Firmware

Una de las tareas principales del dsPIC33FJ64MC802 consiste en la detección del pico de la onda R del ECG, para lo cual se propone implementar la transformada wavelet y la wavelet madre propuesta en el capítulo 2. Otra tarea importante es el control de los periféricos descritos al principio de este capítulo, dentro de los aspectos importantes se encuentran, el diseño de los menús así como la forma de almacenar datos en la memoria SD, de la cual se ha dado un panorama general en las secciones anteriores.

Esta sección comenzará mostrando el método de discretización de la función wavelet para la detección del pico de la onda R. Después, se expondrá el diagrama de estados para el algoritmo de detección propuesto. Finalmente se expondrá la rutina principal, la rutina de interrupción, los menús y la forma de almacenar los datos.

3.3.1 Implementación de la transformada wavelet

3.3.1.1 Discretización de la función wavelet

La implementación de una función wavelet en un sistema cuya memoria es finita, requiere la optimización del número de muestras a utilizar. La función wavelet madre, primera derivada de campana gaussiana (3.6) [35], con escala $a = 0.004$ cuyo ancho de banda se encuentra entre los 19 Hz y 65 Hz, será discretizada para una frecuencia de muestreo 500 Hz y almacenada en tablas de onda en formato entero signado de 16 bits.

$$\psi(a, b, t) = \frac{a}{\sqrt{2\pi}}(t - b)e^{-\frac{(t-b)^2}{2a^2}} \quad (3.6)$$

La mayoría de los microcontroladores y controladores digitales de señal incorporan multiplicadores de números enteros en sus arquitecturas. Por esta razón, se recomienda el uso de cantidades enteras, específicamente del tipo signado y de 16 bits, ya que esta representación numérica la puede manejar de manera nativa el *DSP-engine* del dsPIC33FJMC802. La figura 3.51 muestra el proceso de discretización utilizado en la implementación de la función wavelet.

El método para determinar el número de muestras a almacenar en el dsPIC33FJ64MC802 inicia con la identificación del soporte efectivo de la función wavelet. Aunque las wavelets discretas tienen soporte compacto definido, las wavelets continuas no lo tienen, por esta razón se ha utilizado el siguiente criterio: el soporte efectivo será aquel conjunto de valores en el dominio de la función wavelet, donde la energía de ella sea mayor al 99.99% y menor al 100%. Al utilizar este criterio se pretende reducir el número de muestras a almacenar en

la tabla de ondas. Una vez que se ha determinado el soporte de la función wavelet es necesario cambiar el rango de la función en el intervalo de soporte.

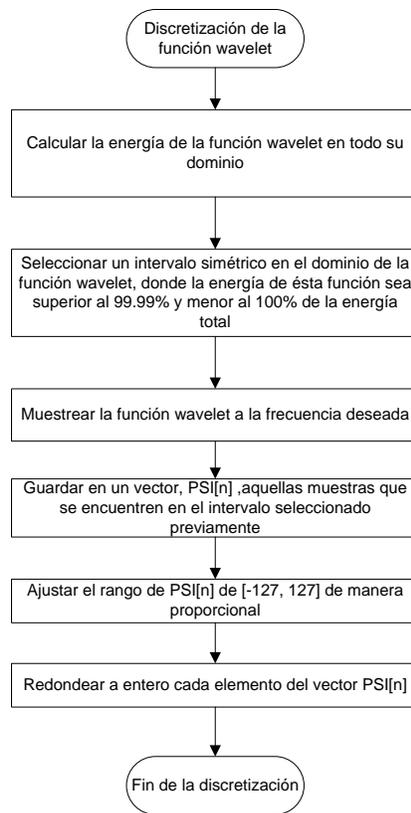


Fig. 3.51. Proceso de discretización de una función wavelet.

Al almacenar los valores de la función wavelet madre en una tabla de ondas, no habrá traslación de estas muestras, los datos del ECG si serán cambiantes, por esta razón el parámetro b será igual a 0.

La función wavelet a utilizar ya tiene espectro definido para la detección del pico de la onda R. dicho espectro está asociado a la escala que será utilizada en este algoritmo, por lo tanto la escala a , está definida.

La función a discretizar será la wavelet ubicada en el origen ($b = 0$) y con $a = 0.0040$ (3.7).

$$\psi(t) = \frac{(0.004)t}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{t^2}{2(0.004)^2}} \quad (3.7)$$

La energía total de la función wavelet está definida por (3.8).

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} |\psi(t)|^2 dt \quad (3.8)$$

Dado que la función wavelet primera derivada de campana gaussiana es impar (3.9).

$$\psi(-t) = -\psi(t) \quad (3.9)$$

La energía puede calcularse de acuerdo a (3.10)

$$E = 2 \int_0^{\infty} |\psi(t)|^2 dt \quad (3.10)$$

Después se debe buscar el límite t_1 dónde la energía de la wavelet llegue al 99.99 % (3.11).

$$0.9999 * E = 2 \int_0^{t_1} |\psi(t)|^2 dt \quad (3.11)$$

Una vez encontrado t_1 y dado que la función wavelet es impar, se propone discretizar el intervalo $t \in [-0.02, 0.02]$ ya que la energía de la wavelet es superior al 99.99 % y menor al 100 %.

El proceso de muestreo en el intervalo de soporte efectivo de la wavelet se realizará a 500 Hz, a través de (3.12)

$$\psi_1(t) = \rho(t)\psi(t) \quad (3.12)$$

Dónde la función $\rho(t)$ es un tren de pulsos unitarios definidos por (3.13)

$$\rho(t) = \sum_m \delta(t - mT_s) \quad (3.13)$$

Dónde $T_s = 2 \text{ ms}$, $\delta(t)$ representa la función delta de Kronecker y $m = \{-10, -9, \dots, 10\}$.

$$\psi_1(t) = \rho(t)\psi(t) = \sum_m \left(\delta(t - mT) * \frac{(0.004)t}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{t^2}{2(0.004)^2}} \right) \quad (3.14)$$

Los valores obtenidos serán escalados y redondeados desde -127 a 127 a través de la operación (3.15).

$$\psi_2(t) = \text{redondeo} \left(127 * \frac{\psi_1(t)}{\max(\text{abs}(\psi_1(t)))} \right) \quad (3.15)$$

La función $\text{redondeo}(\)$, redondea el valor obtenido al próximo valor entero.

El vector a almacenar en la tabla de ondas será:

$$\mathbf{psi} = \psi_2(mT_s) \quad (3.16)$$

Los valores de la función wavelet en el intervalo de soporte serán guardados en una tabla de ondas, cuyos elementos deben ser de tipo entero signado. Por esta razón el rango de la función wavelet en el intervalo de soporte estará acotado de -127 a 127, para su valor mínimo y valor máximo respectivamente.

3.3.1.2 Transformada wavelet

La Transformada Wavelet Continua (CWT) para una escala fija se reduce a una operación de correlación entre la función variante en el tiempo y la función wavelet con dicha escala. Esta operación de correlación será ejecutada por el dsPIC33FJ64MC802 a través del

producto interno de dos vectores. Uno de estos vectores se actualizará constantemente y contendrá la señal variante en el tiempo asociada a la derivación DII del ECG. El otro vector contendrá valores constantes, dichos valores son los elementos del vector de la función wavelet (*psi*) discretizada previamente.

La actualización constante del vector de entrada se realizará desplazando cada uno de sus elementos, sustituyendo al primer elemento del vector en cada actualización y agregando un nuevo elemento al final del vector. El primer elemento de este vector será sustituido por el segundo elemento, el segundo por el tercero, etc. El elemento final de este vector será la muestra actual proveniente de la señal ECG.

Cada vez que se ejecuta el producto interno del vector de señal y el vector de la wavelet, se obtiene un coeficiente de la transformada wavelet. Dicho coeficiente es almacenado en el último elemento de un vector. Este vector se actualiza al mismo ritmo y de la misma manera que el vector de señal. Sin embargo, este vector sólo contiene dos elementos, el nuevo coeficiente wavelet y el anterior.

Con los dos valores del vector de coeficientes wavelet, será suficiente para realizar la detección del pico de la onda R del ECG, con las modificaciones hechas al algoritmo de detección presentado en el capítulo 2.

3.3.2 Implementación del algoritmo de detección

Una vez realizada la transformación wavelet se procede a detectar el pico de la onda R del ECG. El algoritmo presentado en el capítulo 2, requiere un determinado número de modificaciones para implementarse en un sistema embebido. Sin embargo, se preservan las condiciones que el algoritmo original exige, tanto la búsqueda del cruce por cero entre un valle y un máximo, la adaptación dinámica de los umbrales, las ventanas de tiempo para espera e intervalos de búsqueda. La etapa de calibración ha sido modificada, estableciendo umbrales iniciales y dejando que el proceso vaya adaptándolos.

El método consiste en utilizar una máquina de estados finitos cuya secuencia de transiciones determinarán si se ha detectado un pico de la onda R. Las transiciones entre estados, dependerán de las variaciones temporales de los coeficientes wavelet. La figura 3.52 muestra la máquina de estados propuesta. Dicha máquina de estados evalúa las variables de transición en cada ciclo de interrupción.

Las variables que determinarán la transición entre estados, son: los coeficientes wavelet $CWT_D2[0]$, $CWT_D2[1]$ y dos contadores, Temporizador1 y Temporizador2.

En el estado S0 se evaluará si el coeficiente wavelet $CWT_D2 [0]$ es menor que $Wmin_Th$, una vez que se cumpla la condición, la máquina cambiará al siguiente estado S1. Mientras no ocurra la condición anterior, la máquina continuará esperando y continuará incrementando el contador asociado al intervalo RR ($RRint$) y una vez que $RRint$ sea mayor a 2 s, el umbral bajará a la mitad de su valor actual. Si vuelve a pasar 1 s y no ocurre detección, el umbral bajará nuevamente a la mitad de su valor actual, así hasta que la magnitud de los umbrales esté muy próxima a ± 32 , entonces se restablecerán los umbrales a ± 8192 . Esta acción contribuye a la calibración de los umbrales de manera automática.

En el estado S1 se evaluará si $CWT_D2[0]$ es menor a $CWT_D2[1]$, con el fin de detectar el valor mínimo para actualizar $Wmin_Th$ y pasar a S2. Si la condición no se cumple en un intervalo de tiempo menor a 40 ms, la máquina de estados regresará al estado S0. Durante S2, $RRint$ sigue incrementándose.

Una vez que se ha pasado el umbral $Wmin_Th$ y se ha encontrado el punto $Wmin$, la máquina esperará en S2 a que ocurra un cruce por cero en un intervalo menor a 40 ms y pasará a S3. Cuando $CWT_D2[0]$ sea mayor que 0 se habrá detectado el cruce y un contador (ZCC) llevará el registro desde ese momento hasta que la máquina llegue al estado S6. Si no hay cruce por cero en 40 ms, la máquina de estados regresará a S0. Aquí, se dejará de incrementar $RRint$, quien lleva el registro del intervalo RR.

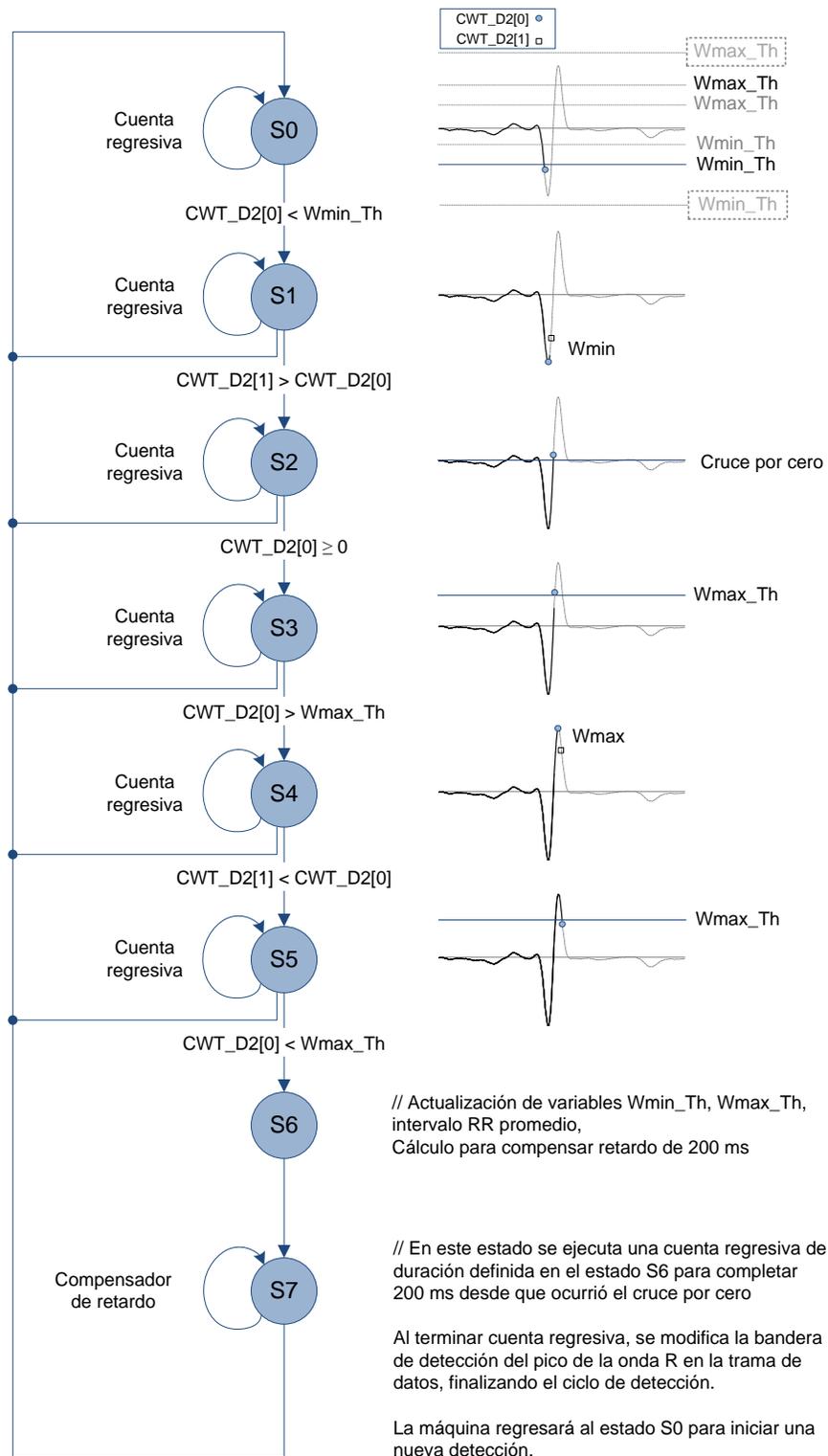


Fig. 3.52. Máquina de estados para la detección del pico de la onda R

En S3 se evaluará si $CWT_D2[0]$ ha sobre pasado el umbral $Wmax_Th$ en menos de 40 ms, si esto ocurre se pasará a S4. En este estado continúa incrementándose ZCC.

En el estado S4 se evaluará si $CWT_D2[0]$ es mayor a $CWT_D2[1]$ para determinar el punto $Wmax$. Si no ocurre la condición en menos de 40 ms, la máquina regresará al estado S0. El contador ZCC seguirá incrementándose.

En el estado S5 se evalúa si $CWT_D2[0]$ es menor que $Wmax_Th$ en menos de 40 ms, con esta última evaluación se determinará si ha ocurrido el pico de la onda R, en caso contrario se reiniciará la máquina al estado S0. El contador ZCC seguirá incrementándose.

El estado S6 se actualizará el intervalo RR, así como el intervalo RR promedio y el resto de los umbrales. El contador ZCC dejará de incrementarse y un nuevo contador (TTR) será cargado con la diferencia entre 100 y ZCC.

El estado S7 funciona como un compensador de retardo, acortando o disminuyendo el tiempo para regresar al estado S0. El retardo a partir de S3 hasta S5 tiene variaciones ocasionadas por el modo de operación de este algoritmo, sin embargo esas variaciones son compensadas para mantener constante el retorno al estado S0 a través del contador definido como TTR.

Cuando el contador TTR llegue a cero en cuenta regresiva, en S7 se modificará la bandera que indica la detección del pico de la onda R. Dicha bandera es agregada en los últimos 4 bits de la trama que contiene los datos de la señal ECG.

Al utilizar este método se puede detectar el pico de la onda R sin cargar al procesador con operaciones matemáticas complejas, e incluso este algoritmo se puede aplicar a microcontroladores de gama media de 8 bits. Con esta máquina se puede realizar la detección del pico de la onda R en tiempo real, con un retardo constante de 200 ms más el retardo propio de la transformada wavelet asociado a la escala utilizada.

3.3.3 Codificación y almacenamiento de datos

La información del ECG es almacenada en la memoria SD en un archivo de nombre RECXXXXX.DAT. Dónde XXXXX corresponde a un número consecutivo desde 00000 hasta 09999. Este nombre se genera de manera automática en el dispositivo. El archivo no contiene ningún encabezado, únicamente contiene la información de la adquisición de datos y la detección del pico de la onda R.

Los datos capturados del circuito ADS1298, a través de los *buffers* dedicados a la comunicación SPI, fueron comprimidos a través del truncamiento de los 4 bits menos significativos a cada canal. Se formaron grupos de 20 bits por canal, esto implica que para tres canales, el número de bits por muestra es de 60 bits. Se agregaron 4 bits para crear las marcas de la ubicación del pico de la onda R, completando 64 bits por muestra. En la figura 3.53, se muestra el resultado de esta codificación.

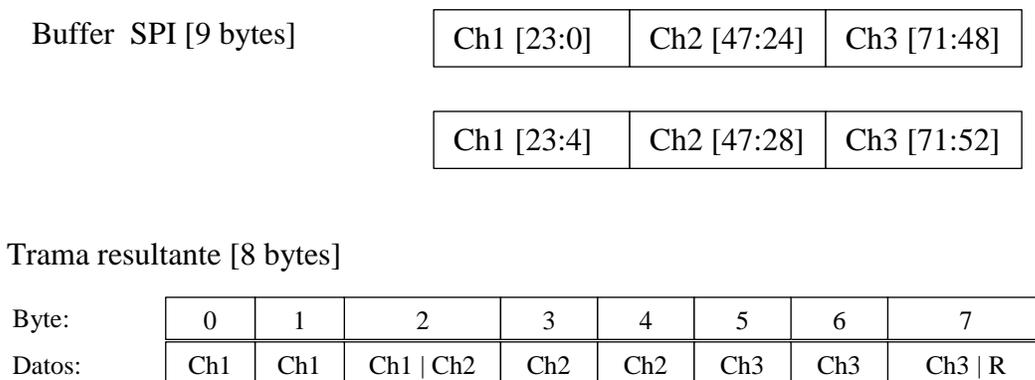


Fig. 3.53. Composición de la trama para almacenar el ECG con resolución de 20 bits por canal y 4 bits para la bandera de detección del pico de la onda R.

3.3.4 Rutina principal

El diagrama de la rutina principal se muestra en la figura 3.54, en ella se pueden apreciar aquellas instrucciones relacionadas a la configuración inicial del dsPIC33FJ64MC802.

Durante la configuración se utilizan las rutinas de inicialización del ADS1298, GLCD y tarjeta SD, descritas en la sección 3.2 Diseño de hardware, de este capítulo.

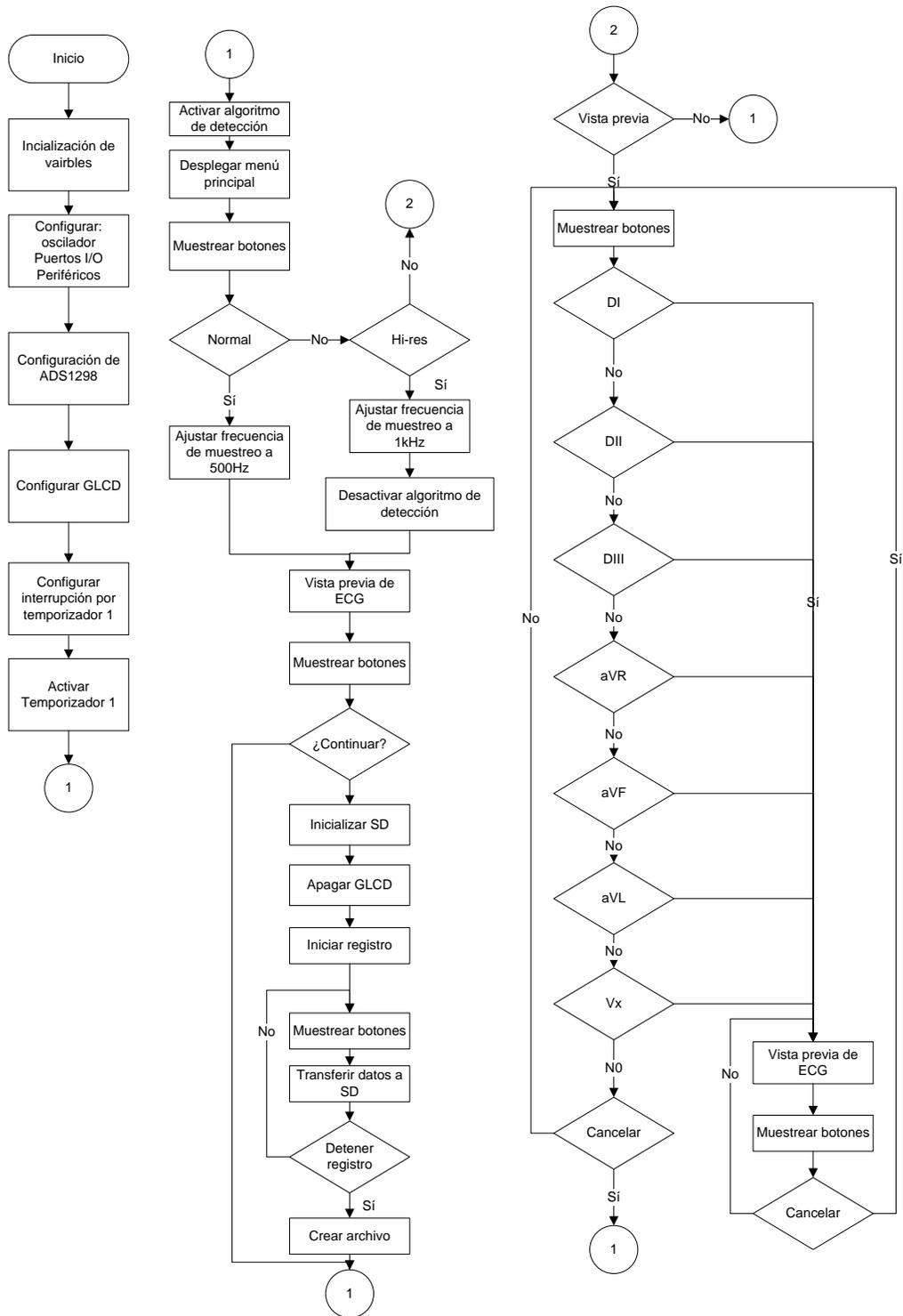


Fig. 3.54. Diagrama de flujo de la rutina principal para el dsPIC33FJ64Mc802.

El primer paso en la ejecución del firmware debe ser la configuración del propio dsPIC33FJ64MC802 tanto oscilador, puertos de entrada y salida, así como la distribución de los pines de los periféricos SPI1 Y SPI2 y módulos ADC.

Una vez configurado el dsPIC33FJ64MC802, se debe inicializar el ADS1298 especificando el modo de operación del ADS1298, tanto la frecuencia de muestreo, como la ganancia, voltajes de referencia, canales activos, etc.

El dsPIC33FJ64MC802 inicializa la pantalla gráfica enviando la rutina para dicho fin. Al finalizar la inicialización, se enviará la imagen de bienvenida y después el menú principal.

Después el programa entrará en un bucle donde se presentarán las pantallas y los menús para navegar por las opciones del Holter. En esta parte del programa, el usuario navega presionando los botones, dichos botones son leídos constantemente. También una barra de estado se actualiza junto con el dato de la frecuencia cardiaca y la carga de la batería. Sin embargo ninguna de estas rutinas tiene la prioridad que la rutina de interrupción.

Cuando el usuario selecciona la primera o segunda opción del menú principal, iniciará la grabación de la señal ECG, a 500 Hz o a 1 kHz respectivamente y en ambos casos se inicializará la tarjeta SD, así como las variables necesarias para generar archivos en formato FAT16. El procesamiento wavelet se ejecuta durante el modo normal a 500 Hz y durante la vista previa de la señal ECG. Cuando el Holter opera a 1 kHz, sólo guarda datos en la SD sin hacer procesamiento wavelet. En ambos casos la grabación puede ser interrumpida por el usuario, manteniendo presionado el botón 1 (etiquetado con la flecha “←”) durante al menos 3 s. Al finalizar la grabación, el Holter volverá al menú principal.

3.3.4.1 Rutina de interrupción

Esta rutina se ejecutará a intervalos definidos por el periodo de muestreo establecido. En ella tendrán lugar las operaciones relacionadas a la detección de pico de la onda R, el

muestreo de la señal ECG y las operaciones de pre visualización del ECG. La figura 3.55 muestra el diagrama de flujo de la rutina de interrupción.

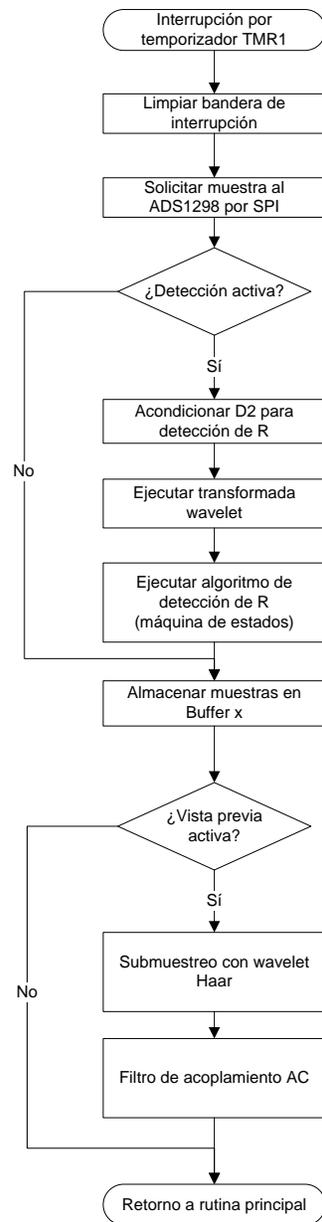


Fig.3.55. Diagrama de flujo para rutina de interrupción

Al ejecutarse esta rutina se limpia la bandera de interrupción (bit 0 del registro IFS0 del dsPIC33FJ64MC802).

Después el dsPIC33FJ64MC802 solicita al ADS1298 los datos de la conversión a través de SPI.

Se evaluará si es necesario realizar las operaciones de detección, de no ser necesario el programa omite esta sección. En caso afirmativo, se acondiciona la derivación D2 para utilizarla en el algoritmo de detección. Se ejecuta la transformada wavelet y la máquina de estados.

La trama completa del ADS1298 pasa a los *buffers* para posteriormente enviarse a la tarjeta SD. En caso de que no se haya habilitado la detección, en los últimos 4 bits de la trama de cada muestra, se colocarán ceros.

Si está habilitada la opción de vista previa, se realizará el filtrado y escalado de la derivación seleccionada. Durante este proceso, se ejecuta la transformada wavelet discreta utilizando la wavelet Haar, para obtener los coeficientes de aproximación y realizar un escalamiento temporal proporcional al periodo de muestreo. Con esta operación no se realizan detecciones, únicamente se utilizó para visualización en la GLCD.

Al terminar la rutina de interrupción el programa retornará a la rutina principal con las respectivas banderas actualizadas. Dichas banderas afectan la vista previa del ECG en pantalla gráfica, continuar con las operaciones de transferencia de datos y control de la interfaz de usuario.

3.4 Diseño del Software

Para acceder a los datos almacenados en la tarjeta SD, es necesario un programa que permita mostrar los datos al especialista y a su vez, puedan ser exportados para eventualmente analizarlos con otras herramientas. Este programa debe contener funciones básicas, tales como decodificar, visualizar y exportar datos.

Para el desarrollo de este software se propone el uso del programa MATLAB ya que incluye un conjunto de funciones optimizadas para el procesamiento digital de señales, así como el manejo de interfaces gráficas y manipulación de archivos binarios.

3.4.1 Decodificación de datos

Este proceso demanda la ejecución de operaciones lógicas y corrimiento de bits, así como operaciones aritméticas para recuperar los datos adquiridos por el prototipo. En la figura 3.56, se muestra el diagrama de flujo para la rutina de decodificación.

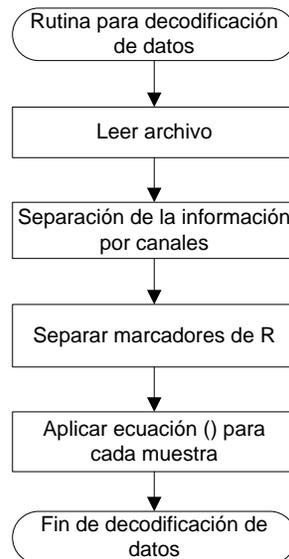


Fig. 3.56 Diagrama de flujo para la rutina de decodificación.

El primer paso consiste en abrir el archivo que contiene los datos y después ordenar los bytes destinados a cada canal. La información de cada canal es ordenada en variables de 4 bytes de tipo entero con signo.

El segundo paso consiste en aplicar las operaciones aritméticas relacionadas a la conversión analógico/digital de cada canal. La amplitud V_{CHx} es recuperada aplicando la ecuación (3.17) a cada muestra.

$$V_{CHx} = V_{REF} \left(\frac{CHx}{2^{20}} \right) \quad (3.17)$$

Dónde, V_{REF} es la referencia de voltaje utilizada por el ADS1298, CHx es el valor numérico en el intervalo de -2^{18} hasta 2^{18} . Se utiliza la ponderación del inverso de 2^{19} porque en el proceso de codificación fueron truncados 4 bits.

Las detecciones de R fueron marcadas a un intervalo de tiempo constante desde que ocurrió la detección. Las marcas serán colocadas en la derivación D2 pues con ella se realizó la detección del pico de la onda R.

Dado que el periodo de muestreo es conocido, se recomienda generar los valores de tiempo desde 0 e incrementar el tiempo de acuerdo al periodo de muestreo.

Una vez decodificada la información, podrá ser visualizada en la interfaz gráfica o bien someterla a un proceso de conversión a 16 bits para exportar los datos a otros programas.

3.4.2 Visualización

La información presentada al especialista debe permitir una medición de manera rápida para agilizar su tarea. Se propone el uso de cuadrículas proporcionales a niveles de voltaje y tiempo de acuerdo a los electrocardiógrafos tradicionales. Si el especialista requiere mayor detalle la interfaz también debe contar con botones de zoom y herramientas para una medición más precisa de tiempo y amplitud.

La presentación de cada una de las derivaciones del ECG no debe permitir que se interfieran de manera visual. Esto se puede lograr agregando un *offset* conocido a la señal del canal CH_x y restando el promedio de la señal que se visualiza (CH_{xAVG}), Esto se logra con la ecuación (3.18).

$$CH_{xo} = CH_x - CH_{xAVG} + Offset \quad (3.18)$$

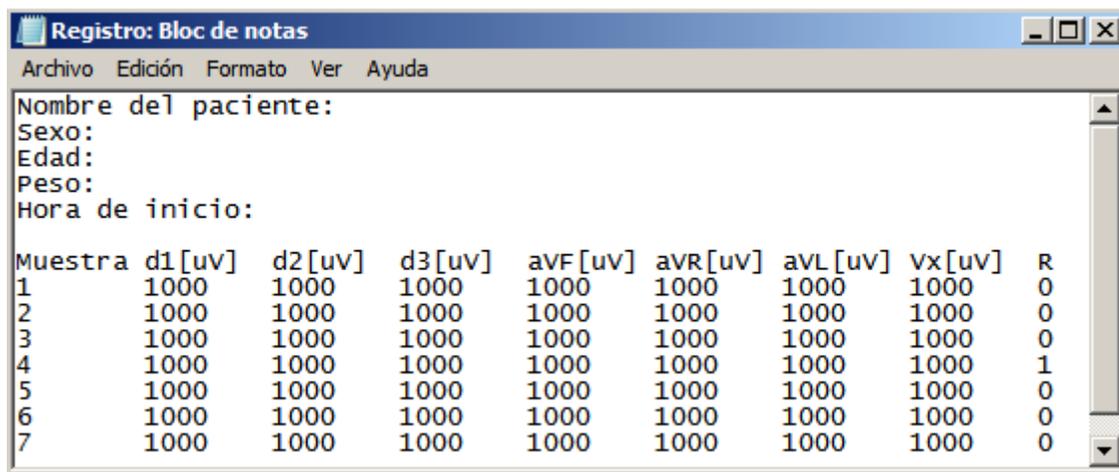
Una vez realizado el acoplamiento de AC, se puede aplicar una ganancia por software a la señal para acotar el número de bits utilizados y permitir la exportación de la señal hacia otros programas.

3.4.3 Exportación

Una vez acotada la información a exportar el usuario seleccionará el formato deseado. Los formatos disponibles son: texto plano, archivo binario de 16 bits por canal y el formato nativo de MATLAB.

Los archivos en formato de texto plano, contendrán información general del paciente tal como nombre, sexo y edad. Después de los datos generales, se colocará la información de los canales del Holter, en una secuencia de columnas separadas por el carácter tabulación.

La figura 3.57 muestra la forma de presentar la información en un archivo de texto. Las unidades de las señales de cada derivación serán μV .



Registro: Bloc de notas

Archivo Edición Formato Ver Ayuda

Nombre del paciente:
Sexo:
Edad:
Peso:
Hora de inicio:

Muestra	d1 [μV]	d2 [μV]	d3 [μV]	aVF [μV]	aVR [μV]	aVL [μV]	Vx [μV]	R
1	1000	1000	1000	1000	1000	1000	1000	0
2	1000	1000	1000	1000	1000	1000	1000	0
3	1000	1000	1000	1000	1000	1000	1000	0
4	1000	1000	1000	1000	1000	1000	1000	1
5	1000	1000	1000	1000	1000	1000	1000	0
6	1000	1000	1000	1000	1000	1000	1000	0
7	1000	1000	1000	1000	1000	1000	1000	0

Fig. 3.57. Exportación del ECG a un archivo de texto

Para la exportación a un archivo binario, será necesario acotar el rango dinámico de las señales a 16 bits y utilizar la representación en complemento A2. Con este tipo de archivo, se maximiza la compatibilidad con el resto de programas dedicados al tratamiento y visualización de bioseñales.

El formato de archivos de MATLAB permite el intercambio de información entre distintas versiones del programa MATLAB, ya que es una variación de los archivos en binario bruto. En este caso los archivos serán guardados en formato de punto flotante.

Capítulo 4 Pruebas y resultados

Este capítulo presenta las pruebas realizadas para la validación del prototipo, los resultados y su discusión. En la primera sección se describen los procedimientos experimentales para medir la calidad del hardware en la adquisición de señales y la exactitud del algoritmo de detección del pico de la onda R. En la segunda sección se presentan los resultados obtenidos de las pruebas realizadas y su discusión.

El equipo y los materiales para las pruebas fueron los siguientes:

- Computadora con: procesador AMD E2, 2 GB de RAM, tarjeta de sonido Realtek, Windows 7- 64 bits, Audacity, MATLAB 12 y EDF fileviewer.
- Memoria microSD de 2 GB.
- 2 baterías alcalinas de 1.5 V.
- Fuente aislada bipolar de ± 5 V.
- Multímetro digital Fluke 177.
- Osciloscopio digital Agilent Technologies DSO3062A.

Para medir la calidad del ECG utilizando este prototipo, es necesario realizar distintas configuraciones en la señal de entrada y medir la señal de salida con base a esas modificaciones. Las figuras de mérito y los valores mínimos recomendados por la AAMI para un equipo de ECG se presentaron en el capítulo 2 sección 2.5.2. De estos parámetros la CMRR, ancho de banda, resolución y rango dinámico del modo común, dependerán de distintos factores: temperatura, longitud de los cables, etc.

Para la validación del algoritmo de detección del pico de la onda R implementado en el prototipo, se midieron la frecuencia cardíaca instantánea y la variabilidad del intervalo RR, en registros de ECG de sujetos sanos y diabéticos durante pruebas en reposo y ejercicio.

La figura 4.1 muestra las dos tarjetas principales que componen el prototipo. La tarjeta de control donde se aloja el dsPIC33FJ64MC802, la memoria micro SD, botones y el resto de

componentes se muestra en la figura 4.1.a y la tarjeta del ADS1298 que se muestra en la figura 4.1.b. En la figura 4.1.c se muestra el prototipo operando en vista previa, donde se puede observar el ECG y la detección del pico de la onda R en la pantalla gráfica.

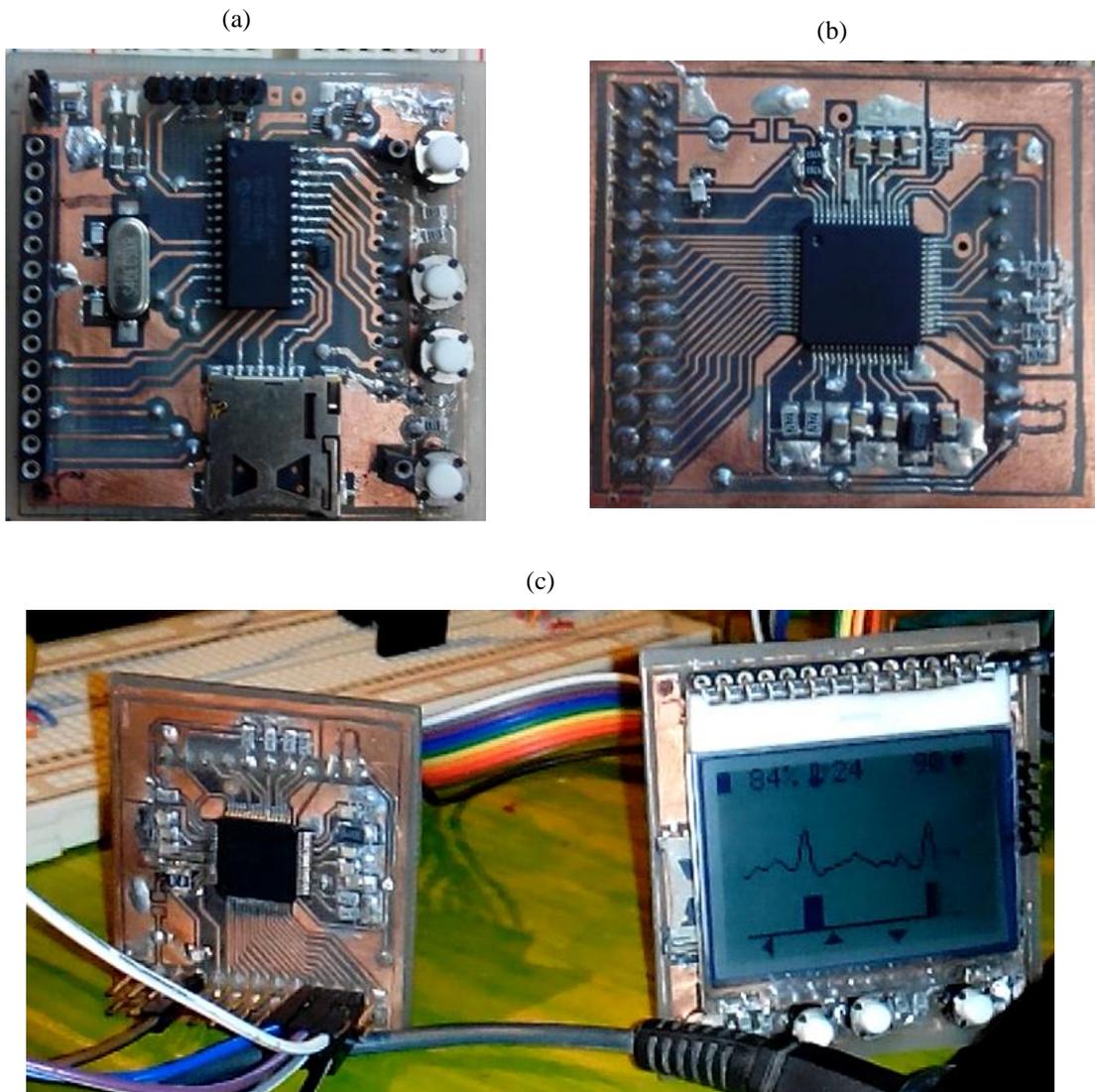


Fig. 4.1. Prototipo de monitor ambulatorio de ECG de larga duración. (a). Tarjeta de control; (b). Tarjeta del ADS1298 y (c). Prototipo operando.

4.1 Metodología

4.1.1 Ancho de banda y CMRR

Uno de los objetivos para este prototipo es su aplicación en áreas académicas y de investigación, por esta razón el ancho de banda establecido por la AAMI fue extendido, desde DC hasta la frecuencia de corte superior fijada por el filtro pasivo de primer orden en las entradas del ADS1298.

Las mediciones realizadas fueron registradas en la memoria microSD y posteriormente fueron procesadas en MATLAB.

La medición del ancho de banda, se hizo para el modo de operación de alta resolución, de acuerdo a la configuración mostrada en la figura 4.2.

La medición de la CMRR se realizó en dos pasos, primero se obtuvo la ganancia en modo diferencial y después la ganancia en modo común, en ambos casos la ganancia se calculó con la relación de voltaje de salida vs voltaje de entrada.

Para medir la ganancia en modo diferencial se utilizó la configuración mostrada en la figura 4.2. Para la ganancia en modo común se utilizó la configuración de la figura 4.3. En ambos casos la prueba se realizó en un canal a la vez del ADS1298 y el resto de las entradas de los 7 canales restantes, fueron derivadas al potencial VSS de la parte analógica del prototipo.

La señal de entrada consta de ráfagas de una onda sinusoidal de 2 s con una separación temporal de 1 s entre cada una de ellas. La frecuencia de inicio es de 1 Hz y la frecuencia final es de 600 Hz, los incrementos de frecuencia fueron de 10 Hz.

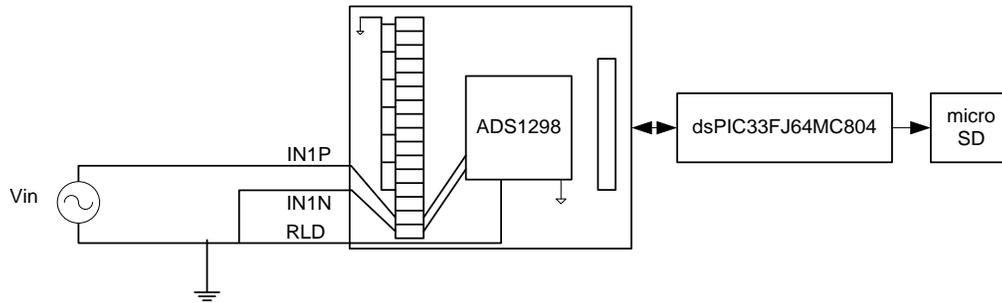


Fig. 4.2. Configuración en modo diferencial

La salida del circuito de pierna derecha se conectó a la entrada negativa del canal 1 y a la terminal negativa del generador de funciones. Las entradas de los demás canales fueron derivadas a tierra.

Para medir la ganancia en modo común, es recomendable que la magnitud de la señal de entrada no supere la diferencia de potencial entre la referencia analógica y el voltaje de alimentación analógico (3.3 V).

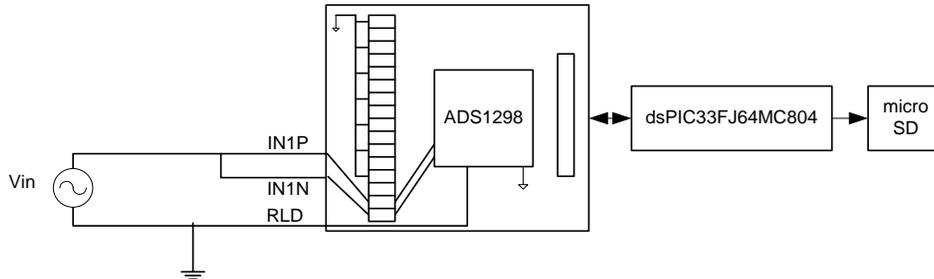


Fig. 4.3. Configuración en modo común

Una vez obtenidos los resultados de las ganancias en ambos modos, se utilizó la ecuación (4.1) para obtener la CMRR.

$$CMRR = 20 * \log_{10} \left(\frac{G_{DIF}}{G_{COM}} \right) = 20 * \log_{10}(G_{DIF}) - 20 * \log_{10}(G_{COM}) \quad (4.1)$$

4.1.2 Rango dinámico del modo común

La medición de este parámetro inicia colocando una señal senoide de 1 mVpp, a una frecuencia de 5 Hz con 0 V de *offset*, figura 4.4. Para el límite superior del rango del modo común, se aumentó gradualmente el valor del *offset* hasta saturar los amplificadores del ADS1298. Esto se observa al ver recortada la señal diferencial en la GLCD del prototipo. Para el límite inferior del rango del modo común la polaridad del *offset* fue invertida, su magnitud fue incrementándose, hasta saturar los amplificadores.

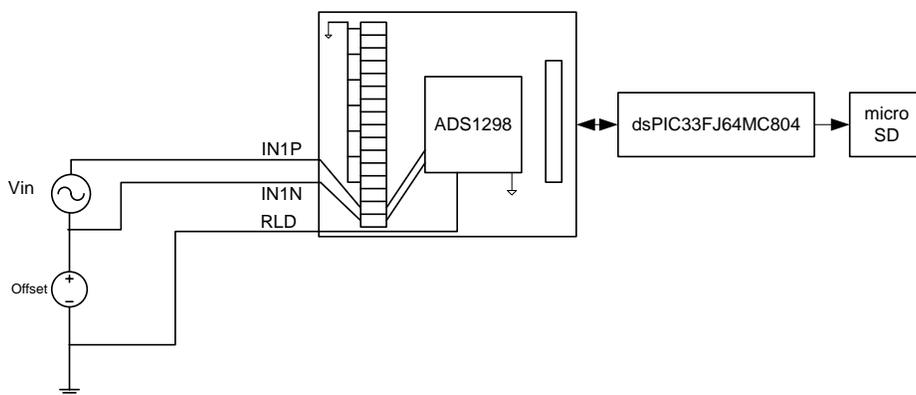


Fig.4.4. Medición del rango del modo común

4.1.3 Consumo de energía y registro de larga duración

Para determinar el consumo de energía se midió la corriente que consume el circuito. Se conectó una resistencia de 3.3Ω entre la terminal positiva de la fuente de alimentación principal y la terminal de alimentación del prototipo. Después, la forma de onda de la caída de tensión en la resistencia fue analizada por el osciloscopio para obtener el voltaje RMS. Finalmente, se calculó la corriente RMS utilizando la ley de ohm.

Después de obtener el valor de corriente que consume el prototipo se procedió a realizar un registro de larga duración con una fuente de voltaje aislada y una señal de ECG sintetizada. La señal de ECG corresponde a un canal de un registro de la base de datos arritmias de

Physionet. Este registro se repitió durante más de 24 horas y se utilizaron los 3 canales del prototipo con la misma señal.

4.1.4 Validación del algoritmo de detección del pico de la onda R

Para validar el algoritmo de detección del pico de la onda R, se adquirieron registros de ECG de las derivaciones D1, D2 y V2 en 2 sujetos sanos y 3 sujetos con diabetes mellitus. Los registros se realizaron durante dos protocolos: cambio de postura decúbito dorsal a posición erguida (Prueba 1) y prueba de esfuerzo (Prueba 2), ambas pruebas duraron 5 min cada una. Para el primer protocolo, el sujeto permaneció en posición decúbito dorsal durante 3 min, después se incorporó y se mantuvo erguido por 1 min, en el último minuto de registro el paciente ejecutó la maniobra de Valsalva. En prueba de esfuerzo el sujeto estuvo marchando en su lugar de manera moderada, y cada 30 s incrementaba el ritmo, hasta que se cumplieron 3 min, en los últimos 2 min el sujeto redujo la marcha gradualmente, hasta detenerse.

Se realizó la prueba de cambio de postura y maniobra de Valsalva a un sujeto sano y 3 sujetos con diabetes mellitus (diabetes tipo 2). Por la naturaleza de la Prueba 2, únicamente participaron los 2 sujetos sanos.

4.2 Resultados

4.2.1 CMRR

Los valores de la CMRR que se obtuvieron con el prototipo están dentro de los márgenes que establece la norma. El CMRR mínimo dentro del ancho de banda que exige la AAMI, fue de 81 dB, correspondiente a la frecuencia de 110 Hz. La figura 4.5 muestra los resultados de esta medición. En 60 Hz se obtuvieron 90 dB para la CMRR.

Debido a que se truncaron 4 bits de la conversión analógica digital, más la respuesta del filtro pasivo anti aliasing y el filtro digital del ADS1298, estos resultados no son definitivos para frecuencias cercanas a 200 Hz.

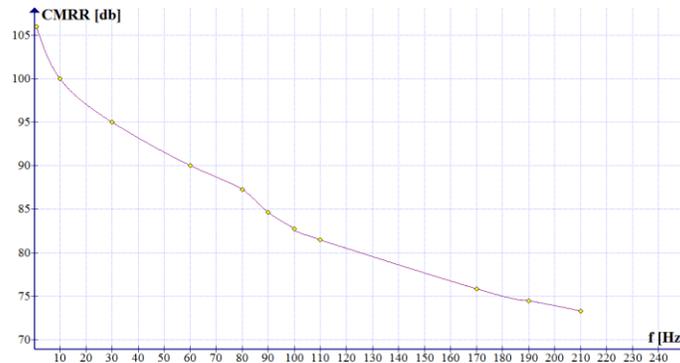


Fig. 4.5. CMRR del prototipo

4.2.2 Ancho de banda

La respuesta en frecuencia del filtrado de primer orden, se superpuso con la respuesta del filtro digital del ADS1298. En la figura 4.6 se muestra el ancho de banda, y en línea punteada se muestra la respuesta ideal del filtro digital del ADS1298 [15]. La frecuencia de corte del prototipo se ubicó a 250 Hz.

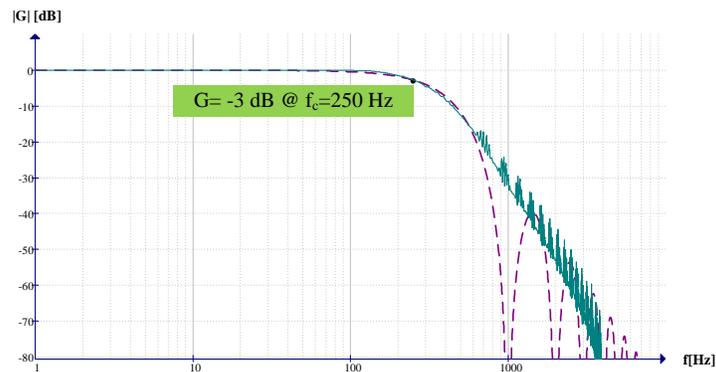


Fig. 4.6. Ancho de banda del prototipo

4.2.3 Rango dinámico del modo común

El valor del rango dinámico del modo común que se pudo alcanzar con una señal diferencial 1 mVpp fue de 6.598 V. Generalmente, los voltajes de la línea de distribución eléctrica inducen voltajes en modo común que viajan a través del cuerpo humano y

alcanzan 2 V. Además de esos voltajes, está el voltaje de *offset* de los electrodos, que alcanzan las centenas de mV [42]. El rango dinámico del modo común obtenido, otorga mayor probabilidad de adquirir señales diferenciales con amplio margen de variación del voltaje de modo común, previniendo la saturación de los amplificadores del ADS1298 en operación normal.

4.2.4 Consumo de energía y registro de larga duración

El consumo en corriente del prototipo medido en reposo fue de 85 mA rms y durante la grabación de alta resolución (frecuencia de muestreo de 1 kHz) alcanzó los 120 mA rms. Con 3 baterías de 1.2 V de 2700 mAh podría funcionar alrededor de 22 horas en modo de alta resolución y aproximadamente el doble en el modo normal (500 Hz de frecuencia de muestreo).

La figura 4.7 y la figura 4.8 muestran porciones de un registro de 24 horas. El registro largo contiene un ECG sintetizado que se repitió una y otra vez mientras el prototipo seguía grabando. El canal 1 registró V2, los canales 2 y 3 registraron las derivaciones DI y DII. El resto de las derivaciones fueron calculadas por software.

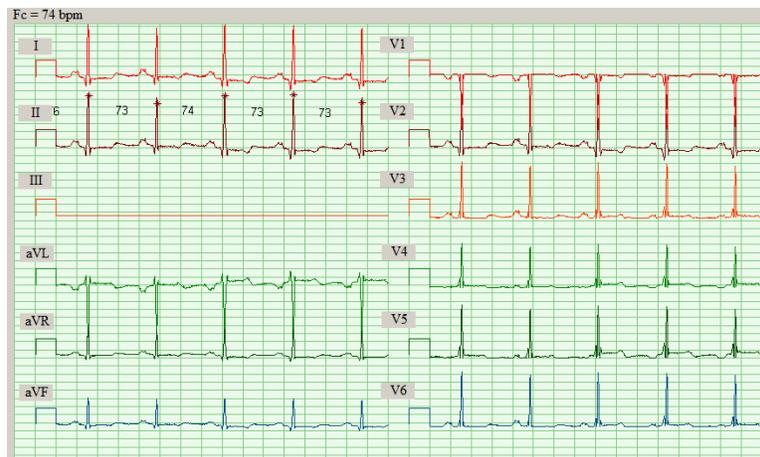


Fig. 4.7. Registro de señal de prueba a las 2 horas

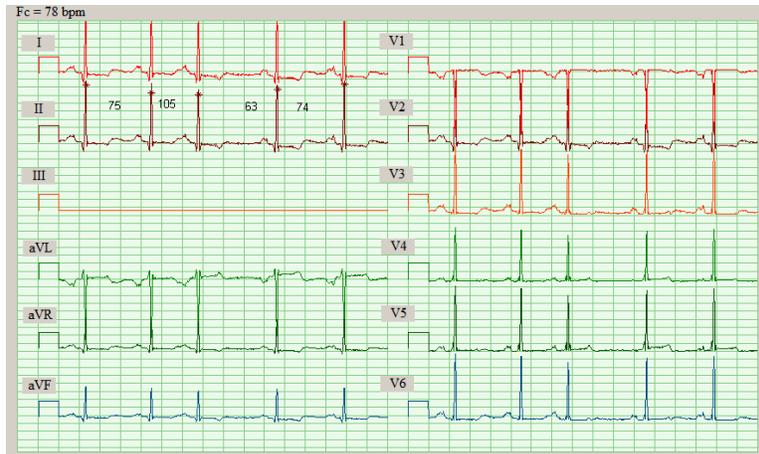


Fig. 4.8. Registro de señal de prueba a las 24 horas

El tiempo máximo de grabación está limitado por la batería y el tamaño de la memoria SD. El tamaño máximo permitido por el sistema de archivos FAT16 es de 2 GB, la cantidad máxima de horas a registrar a una frecuencia de muestreo de 500 Hz es de 136 horas y de 68 horas para el modo de alta resolución (1 kHz de frecuencia de muestreo).

4.2.5 Validación del algoritmo de detección del pico de la onda R

Esta validación se hizo en 3 sujetos diabéticos de 55, 66 y 75 años de edad, y dos sujetos sanos (tabla 4.1). De los registros realizados, los primeros 10 s de cada uno no fueron tomados en cuenta para la validación, ya que es el tiempo en que se auto calibra el prototipo.

Tabla 4.1 Sujetos sometidos a pruebas.

Sujeto	Edad	Sexo	Condición médica
1	55	M	Diabético
2	66	M	Diabético
3	75	F	Diabético
4	22	F	Sano
5	33	M	Sano

En la figura 4.9 se muestra una porción del registro del sujeto 4 durante el reposo en la Prueba 1, 3 canales (D1, D2 y V6) y 9 derivaciones calculadas por software. Los marcadores sobre la derivación II indican el pico de la onda R, y los números, indican la

frecuencia cardíaca instantánea. La frecuencia cardíaca promedio, se muestra en la parte superior, la cual es calculada con los intervalos RR ocurridos en una ventana de tiempo de 4 s. La separación entre las líneas de la rejilla tiene una equivalencia de 250 ms en el eje horizontal y 0.5 mV en el eje vertical.

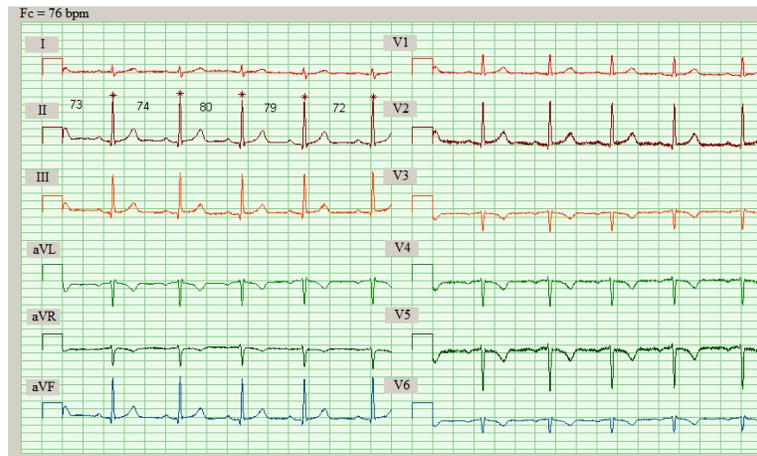


Fig. 4.9. Registro del sujeto 4 durante prueba 1.

La figura 4.10 muestra la variabilidad del intervalo RR a lo largo de la Prueba 1 para cada uno de los tres sujetos diabéticos. Por otro lado en la figura 4.11 se muestran los resultados para el sujeto sano en comparación con los 3 sujetos diabéticos.

De acuerdo a los resultados mostrados en la figura 4.10 y figura 4.11, existe mayor variabilidad del intervalo RR en el sujeto sano, durante la fase de reposo. A pesar de la variabilidad presente, el algoritmo de detección de la onda R no tuvo errores durante el análisis del registro del sujeto sano (Tabla 4.2). En estos 4 registros se tuvo un error en la detección del pico de la onda R de 0.7%.

Tabla 4.2 Evaluación de la exactitud del algoritmo de detección del pico de la onda R.

Sujeto	Edad	Sexo	Condición Médica	Latidos	Falsos Positivos	Falsos negativos	Detecciones incorrectas
1	55	M	Diabético	345	0	0	0
2	66	M	Diabético	356	0	0	0
3	75	F	Diabético	315	9	1	10
4	22	F	Sano	414	0	0	0
Totales				1430	9	1	10

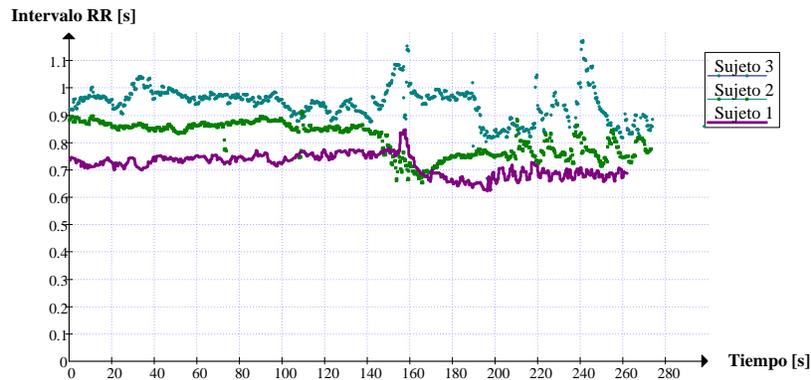


Fig. 4.10. Variabilidad del intervalo RR durante prueba 1(cambio de posición del cuerpo) de los sujetos 1,2 y 3 con diabetes tipo 2.

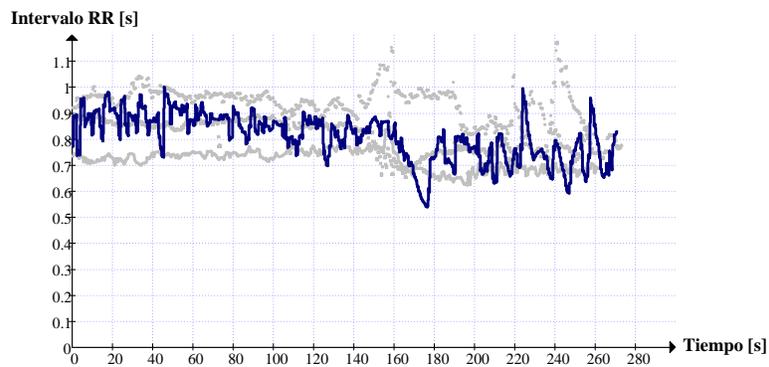


Fig. 4.11. Variabilidad del intervalo RR durante la prueba 1(cambio de posición del cuerpo en reposo) del sujeto sano

Por sus características la prueba 2 (prueba de esfuerzo), fue realizada únicamente por dos sujetos sanos (el sujeto 4 y el sujeto 5). La figura 4. 12 muestra el tacograma de los sujetos sanos.

El número de detecciones fallidas, fue considerablemente mayor a la Prueba 1 (Tabla 4.3). Estas falsas detecciones en los registros se debieron principalmente a falsos contactos de los electrodos debido al movimiento y la respiración, por lo que es conveniente fijarlos adecuadamente. En estos 2 registros se tuvo un error en la detección del pico de la onda R de 9.66%.

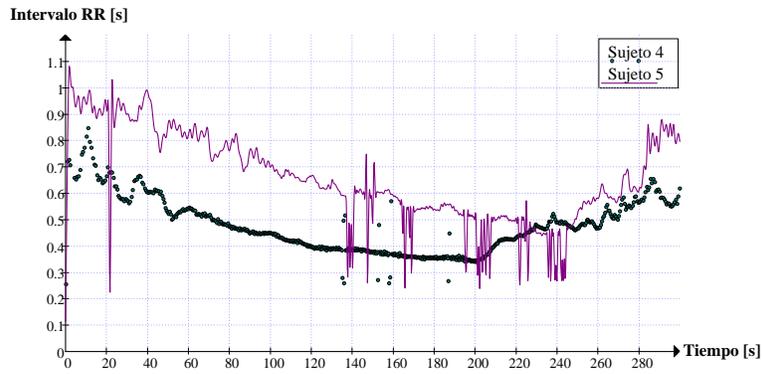


Fig. 4.12. Variabilidad del intervalo RR en dos sujetos sanos durante la prueba 2 (prueba de esfuerzo).

Tabla 4.3 Evaluación de la exactitud del algoritmo de detección del pico de la onda R durante la prueba de esfuerzo (prueba 2).

Sujeto	Edad	Sexo	Condición Médica	Latidos	Falsos Positivos	Falsos negativos	Detecciones incorrectas
4	22	F	Sano	629	12	6	18
5	33	M	Sano	437	65	20	85
Totales				1066	77	26	103

Capítulo 5 Conclusiones

De acuerdo al desarrollo y pruebas realizadas se puede concluir que el prototipo presentado, cumple con los objetivos específicos planteados en esta tesis. El prototipo es capaz de adquirir, procesar y almacenar 3 derivaciones del ECG, creando registros por más de 24 horas. El usuario puede acceder a sus registros, así como controlar la adquisición del ECG a través de la interfaz gráfica en software y la interfaz de usuario en hardware, respectivamente. Los datos generados por el prototipo permitirán la reducción de la carga de procesamiento generada con registros de larga duración en el procesamiento *off-line*.

Con base a los resultados obtenidos en las pruebas de detección del pico de la onda R por parte del prototipo, los datos generados tendrán utilidad en la búsqueda de nuevas características relacionadas a la variabilidad de la frecuencia cardiaca en sujetos diabéticos y sujetos con insuficiencia renal.

Dados los avances en tecnologías de la información y los sistemas de comunicación móvil, una de las perspectivas a futuro de este trabajo, se basa en mejorar el procesamiento del ECG para integrarlo con sistemas de telemetría y tecnología GPS. Para este fin se propone:

- Implementar un método de transferencia de información entre el Holter y un Smartphone.
- Implementar un método de transferencia de los datos a través de internet.
- Implementar algoritmo de segmentación automática del ECG.
- Desarrollar interfaz de usuario para sistemas Android o iOS.
- Optimizar los algoritmos de control de periféricos, para minimizar el consumo.

Otra perspectiva a futuro está dirigida al preprocesamiento del ECG para el diagnóstico de potenciales tardíos. El cálculo o la medición de las derivaciones ortogonales, así como la alineación de distintos latidos y el cálculo del vector promediado, son tres operaciones que se pueden realizar en sistemas embebidos.

Referencias

- [1] Organización Mundial de la Salud, "Informe sobre la situación mundial de las enfermedades no transmisibles," 2014.
- [2] Instituto Nacional de Estadística y Geografía, "Estadísticas a propósito del día de muertos," 2014.
- [3] Instituto Nacional de Estadística y Geografía, "Principales causas de mortalidad general 2012 Nacional," 2012.
- [4] Wiliam F. Ganong, *Fisiología médica.*: McGRAW-HILL, 2006.
- [5] Enrique Rodríguez Font and Xavier Viñolas Prat, "Muerte súbita (III) Causas de muerte súbita. Problemas a la hora de establecer y clasificar los tipos de muerte," *Revista Española de Cardiología*, vol. 11, no. 52, pp. 1004-1014, 1999.
- [6] The CSE Working party, "Recommendations for measurement standards in quantitative electrocardiography," *European heart journal*, vol. 6, no. 10, pp. 815-825, October 1985.
- [7] Task Force of the European Society of Cardiology and the North American Society of Pacing and Electrophysiology, "Heart Rate Variability : Standards of Measurement, Physiological Interpretation, and Clinical Use," *Circulation*, vol. 5, no. 17, pp. 1043-1065, March 1996.
- [8] Julio César Cervantes et al., "Evaluación fisiológica y cognitiva del proceso de estrés-recuperación en la preparación pre-olímpica de deportistas de elite," *Universidad Católica San Antonio*, vol. 4, no. 11, pp. 111-117, March 2009.
- [9] Elisa Fornasa et al., "HRV spectral and fractal analysis in heart failure patients with different aetiologies," *Computing in Cardiology Conference (CinC)*, 2014, pp. 421-424, September 2014.
- [10] Ioana Mozoș et al., "Late Ventricular Potentials in Cardiac and Extracardiac Diseases," in *Cardiac Arrhythmias - New Considerations.*: InTech, 2012, ch. 10, pp. 227-256.
- [11] G. Breithardt et al., "Standards for analysis of ventricular late potentials using high-resolution or signal-averaged electrocardiography. A statement by a Task Force Committee of the European Society of Cardiology, the American Heart Association,

- and the American College of Ca," *Circulation*, vol. 83, no. 4, pp. 1481-1488, April 1991.
- [12] Kostas Ioannou et al., "Ambulatory electrocardiography: The contribution of Norman Jefferis Holter," *British Columbia Medical Journal*, vol. 56, no. 2, pp. 86-89, March 2014.
- [13] Braemar, Inc., *DL900 Series, Operator manual.*: Braemar, Inc., 2012.
- [14] Analog Devices Inc., *Data Sheet ADAS1000.*: Analog Devices, Inc., 2012.
- [15] Texas Instruments Inc., *ADS129x Data sheet.*: Texas Instruments, Inc., 2015.
- [16] H.H. So and K.L. Chan, "Development of QRS detection method for real-time ambulatory cardiac monitor," in *Proceedings of the 19th Annual International Conference of the IEEE EMBS, Chicago, IL, USA*, vol. 1, Nov 1997, pp. 289-292.
- [17] M. Bahoura et al., "DSP implementation of wavelet transform for real time ECG wave forms detection and heart rate analysis," *Computer methods and programs in biomedicine*, vol. 52, no. 1, pp. 35-44, January 1997.
- [18] A. Ruha, S. Sallinen, and S. Nissila, "A real-time microprocessor QRS detector system with a 1-ms timing accuracy for the measurement of ambulatory HRV," *IEEE Transactions on bio-medical engineering*, vol. 44, no. 3, pp. 159-167, March 1997.
- [19] C. Alvarado-Serrano, *Análisis de la variabilidad de los intervalos de tiempo del ECG.* Barcelona España: Universidad Politécnica de Catalunya, 2001.
- [20] Microchip Inc., *dsPIC33FJ32MC302/304, dsPIC33FJ64MCX02/X04 and dsPIC33FJ128MCX02/X04.*: Microchip, Inc., 2011.
- [21] J. Roca-González et al., "Registrador de estado sólido sobre tarjetas de memoria SD en formato EDF bajo FAT32 para Holter digital de bajo costo, compatible USB," in *XXV CONGRESO ANUAL DE LA SOCIEDAD ESPAÑOLA DE INGENIERÍA BIOMÉDICA CASEIB 2007*, Cartagena, 2007, pp. 448-451.
- [22] R. Plonsey, "Electrocardiography," in *Encyclopedia of Medical Devices*. New York, E. U.: John Wiley and Sons, 1988, pp. 1017-1039.
- [23] B. J. Drew et al., "Practice standards for electrocardiographic monitoring in hospital settings: an American Heart Association scientific statement from the Councils on

Cardiovascular Nursing, Clinical Cardiology, and Cardiovascular Disease in the Young: endorsed by the Inte," *Circulation*, vol. 110, no. 17, pp. 2721-2746, October 2004.

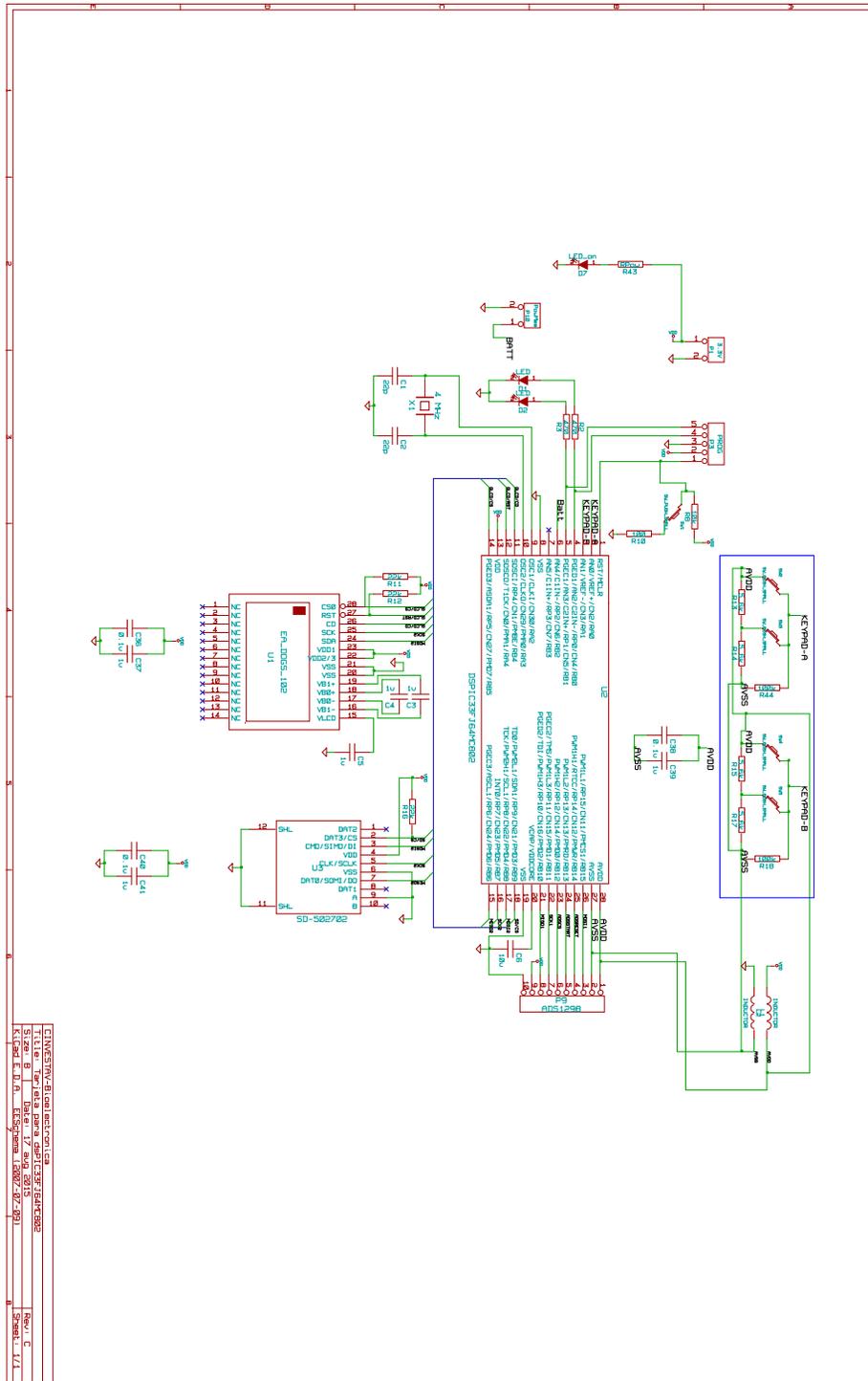
- [24] Elizabeth Peabody. (2015, August) www.nursecom.com. [Online]. www.nursecom.com/ECGprimer.pdf
- [25] Jaakko Malmivuo and Robert Plonsey, *Bioelectromagnetism, principles and applications of bioelectroc and biomagnetic fields*. New York: Oxford University Press, 1995.
- [26] Lynch Patrick J. (2000) Yale University School of Medicine, Center for Advanced Instructional Media. [Online]. <http://patricklynch.net>
- [27] Fundación BBVA, *Libro de la salud cardiovascular del hospital clínico San Carlos y la fundación BBVA*.: Editorial Nerea, S. A, 2009.
- [28] A. Fajuri et al., "Trastornos del Ritmo Cardíaco. ," in *Enfermedades del Corazón y de los vasos*.: Mediterraneo, 1993, ch. 18, pp. 634-698. [Online]. <http://medicina.uc.cl/docman/doc-download/1262>
- [29] William. Thomson, "Report on electrometers and electrostatic measurements," in *Reprint of Papers on Electrostatics and Magnetism*. Dundee: Cambridge, 1867, ch. 20, pp. 263-314.
- [30] Nobelprize.org, "Willem Einthoven - Nobel Lecture: The string galvanometer and the measurement of the action currents of the heart," in *The Nobel Prize in Physiology or Medicine 1924*.: Nobelprize.org, Dic 1925, pp. 94-111.
- [31] ACC/AHA Guidelines for Ambulatory Electrocardiography, "A Report of the American College of Cardiology/American Heart Association Task Force on Practice Guidelines," *Journal of the American College of Cardiology*, vol. 34, no. 3, pp. 2645-2687, 1999.
- [32] Texas Instruments Inc., *Data sheet INA128*.: Texas Instruments, Inc., 2000.
- [33] Juan Ramos-Castro, *Detección de micropotenciales auriculares de alta frecuencia*. España: Universidad Politecnica de Cataluña, 1997.
- [34] 3M. (2015) 3M. [Online]. <http://multimedia.3m.com/mws/media/6008200/red-dot->

[electrodes-application-and-removal-guide.pdf](#)

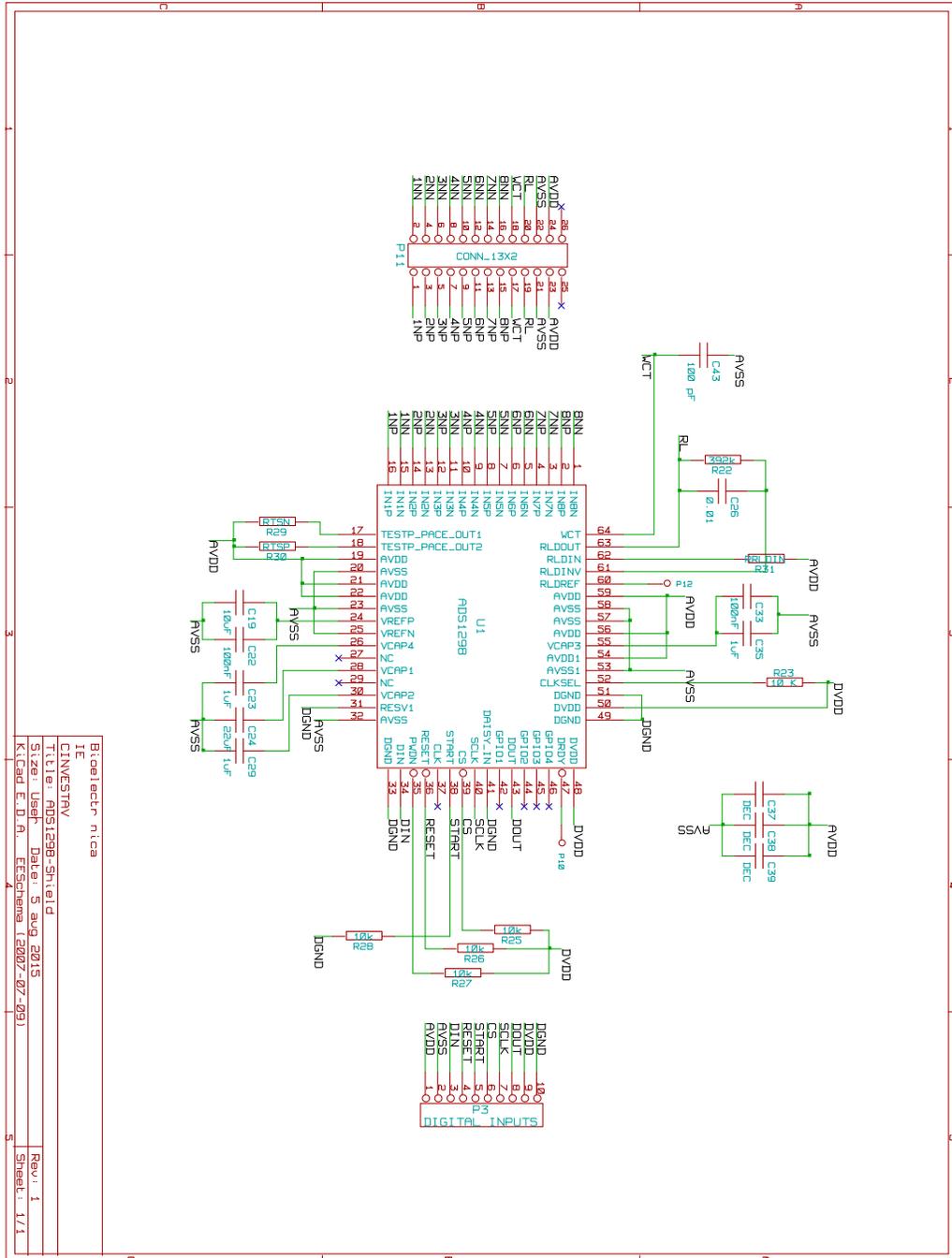
- [35] Paul S. Addison, *The Illustrated Wavelet Transform Handbook*.: CRC Press, 2002.
- [36] Luís Amaral. A Brief Overview of Multifractal Time Series. [Online].
<http://www.physionet.org/tutorials/multifractal/wavelet.htm>
- [37] Microchip Inc., *Data sheet MCP1640*.: Microchip, Inc., 2012.
- [38] Microchip Inc., *dsPIC® Digital Signal Controllers*.: Microchip, Inc., 2006.
- [39] SanDisk, *SanDisk Secure Digital Card-Product Manual*.: SanDisk Corporation, 2003.
- [40] embedded-code.com. (2015, August) MMC / SD MEMORY CARD-FAT16 / FAT32-
DRIVER TECHNICAL MANUAL. [Online]. http://www.embedded-code.com/download/mmc_sd_memory_card_driver_technical_manual.pdf
- [41] Electronic Assembly, *Data Sheet EA DOGS102*.: Electronic Assembly, 2001.
- [42] Texas Instruments Inc., "Analog Front-End Design for ECG Systems Using Delta-Sigma ADCs," Application report SBAA160A, 2010.

Apéndice A. Diagramas eléctricos

A.1 Diagrama para la tarjeta de control



A.2 Diagrama para la tarjeta del ADS1298



Apéndice B. Fragmento del código del algoritmo de detección del pico de la onda R del ECG

```
// Variables
const int PSI[21]={0,1,4,12,29,59,97,127,126,80,0,-80,-126,-127,-97,-59,-29,-12,-4,-1,0}; // 18 coeficientes para escala 0.005
ydata int SignalB[21]; // Para wavelet con escala 0.004
ydata int CoeficientesWavelet[21]; // Para wavelet con escala 0.004
    int MuestraActual;
    int MuestraAnterior;
    char Stage=0;
    int TimeOutCWT=0;
    int Wmin, Wmax;
    int MinTh=-16384, MaxTh=16384;
    int RRAvg=100, RRInt=100, RFlag=0;
    int FC=0;
    char RDelay=0;
    ////////////////////////////////////////
    / Las siguientes líneas de código, se ejecutan en cada ciclo de interrupción del dsPIC /
    ////////////////////////////////////////
    /*-----*/

SignalB[20]=D2; //Los datos de la derivación 2 se cargan en SignalB

    CoeficientesWavelet[20] = Vector_Dot(PSI,SignalB,21); //Para escala 0.004

// Algoritmo de detección adaptativo

MuestraActual= CoeficientesWavelet[20]; //Para escala 0.004
MuestraAnterior=CoeficientesWavelet[19]; //Para escala 0.004

    if(Stage==0)
    {
        if(MuestraActual<MinTh)
        {
            Stage=1; TimeOutCWT=20; // para Fs=500 Hz, espera 40 milisegundos
        }
        RDelay=0; QRSFlag=0; RRInt++;

        if (RRInt>1000)
        {
            MinTh=MinTh >> 1; MaxTh=MaxTh >> 1; RRInt=500;
            if ((MaxTh < 16) |(MinTh > -16))
            {
                MinTh=-8192; MaxTh=8192;
            }
        }
    }

    else if(Stage==1)
    {
        if(MuestraAnterior<MuestraActual)
        {
            Wmin=MuestraAnterior Stage=2; TimeOutCWT=25; // para Fs=500 Hz, espera 40 milisegundos;
        }
        TimeOutCWT--;
        if(TimeOutCWT==0)
        {
            Stage=0;
        }
        RRInt++;
    }
}
```

```

else if(Stage==2)
{
    if(MuestraActual>0)
    {
        Stage=3; QRSFlag=1 TimeOutCWT=25; // detección de cruce por cero y espera 40 milisegundosespera
    }
    TimeOutCWT--;
    if(TimeOutCWT==0)
    {
        Stage=0;
    }
    RRInt++;
}

else if(Stage==3)
{
    if(MuestraActual>MaxTh)
    {
        Stage=4; TimeOutCWT=25; // para Fs=500 Hz, espera 40 milisegundos
    }
    TimeOutCWT--;
    if(TimeOutCWT==0)
    {
        Stage=0;
    }
    RRInt++; RDelay++;
}

else if(Stage==4)
{
    if(MuestraActual<MuestraAnterior)
    {
        Wmax=MuestraAnterior; Stage=5; TimeOutCWT=25; // para Fs=500 Hz, espera 40 milisegundos
    }
    TimeOutCWT--;
    if(TimeOutCWT==0)
    {
        Stage=0;
    }
    RRInt++; RDelay++;
}

else if(Stage==5)
{
    if(MuestraActual<MaxTh)
    {
        Stage=6; TimeOutCWT=25; // para Fs=500 Hz, espera 40 milisegundos
    }
    TimeOutCWT--;
    if(TimeOutCWT==0)
    {
        Stage=0;
        QRSFlag=0;
    }
    RRInt++; RDelay++;
}

```

```

else if(Stage==6)
{
RFlag=1;
QRSFlag=2;
// Actualización del intervalo RR
if (RRInt>(RRAvg >> 1) | RRInt<(RRAvg + (RRAvg >> 1)))
{
RRAvg= (RRAvg*40/50) + (RRInt*10/50) ;
}

if(RRAvg<120) // Intervalo más corto de RR promedio
{ // frecuencia cardiaca 250 lpm.
RRAvg=120;
}
RRInt=0;
FC=60*500/RRAvg; // Para Fs= 500Hz;
// Actualización de umbrales
MaxTh=(MaxTh>>1)+ (10*Wmax/50); MinTh=(MinTh>>1)+ (10*Wmin/50);
TimeOutCWT= 100; ; // Periodo Refractorio 200 ms ;
Stage=7;
RDelay++;
}

else if(Stage==7)
{
RRInt++;
TimeOutCWT--;
if(TimeOutCWT==50)
{
RFlag=0;
QRSFlag=0;
}
if(QRSFlag==3) // Borra la bandera de R retrasado 200 ms
{
QRSFlag=0;
}
if(RDelay==100)
{
RFlag=0;
QRSFlag=3;
}
else if(RDelay>100)
{
RDelay=0;
QRSFlag=0;
}
if(TimeOutCWT==0)
{
Stage=0;
}
RDelay++;
}

for (i=0;zi<20;i++) // Actualización de variables
{
CoeficientesWavelet[i]=CoeficientesWavelet[i+1];
SignalB[i]= SignalB[i+1];
}

```