

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA SALESIANA SEDE CUENCA

FACULTAD DE INGENIERÍAS CARRERA DE INGENIERIA ELECTRÓNICA

**Trabajo de grado previo a la obtención del
Título de Ingeniero Electrónico.**

TEMA:

**“DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN PARA EL MONITOREO INALÁMBRICO DE
TARJETAS DE ADQUISICIÓN DE DATOS APLICADO EN
ELECTROCARDIOGRAFÍA”**

AUTORES:

Santiago Israel Cordero Peña.
Edison Paúl Guzmán Espinoza.

DIRECTOR:

Ingeniero Esteban Ordóñez Morales.

Cuenca, Enero 2010

CERTIFICACIÓN

Certifico que el presente trabajo fue desarrollado por los estudiantes Santiago Israel Cordero Peña y Edison Paul Guzmán Espinoza, bajo mi supervisión.

Ing. Esteban Ordoñez Morales.

DIRECTOR

RESPONSABILIDAD DE AUTORÍA

El análisis de los conceptos y las ideas vertidas en la presente tesis son de total responsabilidad de los autores:

Edison Paul Guzmán Espinoza

Santiago Israel Cordero Peña.

DEDICATORIA:

Dedico este trabajo a Dios, a mis padres Ángel y Ana, por el apoyo incondicional brindado a lo largo de mi carrera estudiantil, con cariño y gratitud a mi abuelita Clotilde y a mis hermanos.

Paul Guzmán E.

AGRADECIMIENTO

Agradezco principalmente a Dios, por darme unos padres maravillosos e inteligencia para poder culminar mi carrera, a pesar de las adversidades presentadas. También agradezco al Ing. Leonel Pérez por el apoyo prestado durante el desarrollo de esta tesis.

Paul Guzmán E.

DEDICATORIA

Dedico esta presente obra al Creador, por darme la oportunidad de llegar a culminar una difícil carrera. A mis padres Julio y Martha por apoyarme en todo momento.

Santiago Cordero P.

AGRADECIMIENTO

Primero a Dios por darme el mejor regalo que es una familia, a la cual la agradezco de todo corazón por el apoyo recibido durante la carrea. También al Ing. Leonel Pérez por el apoyo recibido para la elaboración de esta tesis.

Santiago Cordero P.

ÍNDICE DE CONTENIDOS

<u>CONTENIDO</u>	<u>PAGINA</u>
CAPÍTULO I	
FUNDAMENTOS ECG	
1.1 Introducción. -----	1
1.2 Funcionamiento del corazón	
1.2.1 Anatomía del corazón.-----	2
1.2.2 Sistema de conducción auriculoventricular del corazón.-----	4
1.2.3 Electrofisiología del corazón -----	5
1.2.4 Características del potencial de acción de las células cardíacas.-----	7
1.2.5 Fases del potencial de acción de las células cardíacas-----	9
1.2.6 Células automáticas y no automáticas.-----	12
1.3 Adquisición de la señal ECG.	
1.3.1 Derivaciones para medición ECG. -----	13
1.3.1.1 Derivaciones Bipolares -----	14
1.3.1.2 Derivaciones de los miembros monopoles.-----	19
1.3.1.3 Derivaciones monopoles precordiales-----	23
1.4 Representación de la Señal ECG.	
1.4.1 Papel usado en electrocardiografía. -----	25
1.4.2 Ondas, intervalos y segmentos ECG -----	26
1.4.3 Parámetros de normalidad -----	29
1.4.3.1 Ondas. -----	29
1.4.3.2 Intervalos-----	30
1.4.4 Ritmo y frecuencia cardíaca. -----	32
1.4.4.1 Forma de determinar la frecuencia cardíaca -----	33
CAPÍTULO II	
FUNDAMENTOS DEL MODULO DE COMUNICACIÓN EN LA BANDA ISM	
2.1 Descripción del Modulo de Comunicación.	
2.1.1 Banda de frecuencias ISM-----	34
2.1.2 Características. -----	36
2.1.2.1 Especificaciones Eléctricas.-----	38

2.1.2.3 Diagrama de pines -----	39
2.1.3 Descripción del protocolo de acceso al modulo RF-----	40
2.1.3.1 Introducción a SPI -----	40
2.1.3.2 Descripción general del protocolo SPI-----	41
2.1.3.3 SPI en detalle. -----	42
2.1.3.4 Configuración SPI para microcontrolador Microchip. -----	45
2.2 Configuración del Modulo.	
2.2.1 Descripción del paquete de datos -----	50
2.2.2 Modos de operación del modulo TRF2.4G -----	52
2.2.2.1 Modo activo.-----	52
2.2.2.2 Modo Stand-by. -----	60
2.2.2.3 Modo power-down -----	60
2.2.3 Parametros de la comunicación -----	60
2.2.3.1 Descripción detallada de la palabra de configuración. -----	60
2.2.3.2 Palabra de configuración para transmisión a ráfagas. -----	62
2.2.3.3 Palabra de configuración general. -----	64
2.2.4 Direcccionamiento.-----	67

CAPÍTULO III

IMPLEMENTACION DEL MODULO PARA MONITOREO INALAMBRICO DE TARJETAS DE ADQUISICION DE DATOS APLICADO EN ELECTROCARDIOGRAFIA.

3.1 Adquisición y digitalización de la señal ECG.	
3.1.1 Adquisición y amplificación de la señal ECG. -----	68
3.1.1.1 Partes que conforman el circuito de adquisición. -----	69
3.1.2 Homologación del circuito de adquisición de acuerdo a estándares aplicados en electromedicina. -----	77
3.1.2.2 Requerimientos de diseño.-----	83
3.1.2.3 Requerimientos de seguridad.-----	86
3.1.3 Digitalización de la señal analógica ECG. -----	89
3.2 Control del modulo RF para a través de un microcontrolador.	
3.2.1 Programación del protocolo de comunicación para el modulo RF en la banda ISM a través de microcontrolador.-----	95
3.2.3 Canfiguración del modulo RF. -----	99
3.3 Elaboración del software para monitoreo inalámbrico de tarjetas de adquisición de datos aplicado en electrocardiografía a través de software LABVIEW.	

3.3.1 Comunicación del modulo receptor con la PC. -----	102
3.3.1.1 Libreria de funciones para bus USB en MikroC -----	102
3.3.1.2 Comunicación USB con LABVIEW. -----	103
3.3.2 Diseño de interfaz grafica del software. -----	107
3.3.2 Filtrado digital de la señal ECG. -----	109
3.3.2.1 Fuentes de interferencia en la señal ECG.-----	110
3.3.2.2 Filtrado implementado para la señal ECG.-----	113
3.3.3 Analisis de Resultados.-----	115
3.4 Elaboracion de un manual de usuario y pruebas. -----	116
3.5 Conclusiones y recomendaciones	
3.5.1 Conclusiones-----	132
3.5.2 Recomendaciones -----	134
Bibliografia -----	136

ANEXOS

ANEXO A

1.Obtención de formulas para calculo de III, aVL, aVR, aVF a partir de I y II. -----	1A
2.Circuito de Pierna Derecha. -----	3A
3.Datos Técnicos TL084 -----	5A
4.Datos Técnicos AD620 -----	7A
5.Código de programa para transmisores MikroC.-----	10A

ANEXO B

1.Fundamentos usb.-----	1B
2.Generación del archivo descriptor usb con MIKROC-----	3B
3.Código receptor RF-USB-----	5B
4.Generación de driver USB LABVIEW. -----	6B

ANEXO C

1.Pruebas de seguridad según IEC 60601-1. -----	1C
2.Esquemas y PCB de los circuitos construidos. -----	5C
3.Certificado de prueba. -----	13C

ANEXO D

1.Costo del proyecto de tesis. -----	1D
--------------------------------------	----

ÍNDICE DE FIGURAS

FIGURA	PÁGINA
Figura 1.1 Ubicación del corazón. -----	2
Figura 1.2 Anatomía interna del corazón. -----	3
Figura 1.3 Sistema de conducción eléctrica del corazón. -----	6
Figura 1.4 Despolarización y Repolarización de la célula cardíaca. -----	8
Figura 1.5 Potencial de acción de una célula miocárdica ventricular.-----	11
Figura 1.6 Potenciales de acción de células automáticas y no automáticas.-----	13
Figura 1.7 Derivaciones Bipolares.-----	16
Figura 1.8 Proyección del vector cardíaco en las derivaciones bipolares.-----	17
Figura 1.9 Triángulo de Einthoven – Sistema Triaxial. -----	18
Figura 1.10 Derivaciones de miembros monopolares. -----	20
Figura 1.11 Sistema de referencia bipolar-monopolar. -----	21
Figura 1.12 Sistema de referencia en plano frontal. -----	22
Figura 1.13 Derivaciones Precordiales.-----	23
Figura 1.14 Papel cuadrículado usado en electrocardiogramas. -----	26
Figura 1.15 Onda Típica registrada en un electrocardiograma. -----	30
Figura 1.16 Formas que puede tomar el complejo QRS.-----	32
Figura 1.17 Intervalos de la señal electrocardiográfica.-----	31
Figura 2.1 Modulo de Comunicación RF TRF 2.4G.-----	36
Figura 2.2 Distribución de pines TRF 2.4G.. -----	39
Figura 2.3 Buffer circular para intercambio de datos maestro-esclavo.-----	41
Figura 2.4 Partes de la comunicación entre elementos con protocolo SPI.-----	43
Figura 2.5 Conexión de dispositivos SPI con líneas SS esclavo -----	45
Figura 2.6 Pines usados en comunicación SPI.I-----	46
Figura 2.7 Estructura del modulo SPI en un PIC1-----	47
Figura 2.8 Registros y bits relacionados con el modulo SPI.. -----	47
Figura 2.9 Configuración de bits MAESTRO. -----	49
Figura 2.10 Configuración de los bits ESCLAVO -----	50
Figura 2.11 Estructura de Paquete de datos RF-----	50
Figura 2.12 Flujograma de Transmisión de datos a Ráfagas TRF 2.4G. -----	55
Figura 2.13 Flujograma de Recepción de datos a Ráfagas TRF 2.4G. -----	57
Figura 2.14 Palabra de Configuración TRF 2.4G -----	59
Figura 2.15 Registros que conforman la palabra de configuración TRF 2.4G-----	61
Figura 2.16 Registro de configuración DATAx_W TRF 2.4G-----	62
Figura 2.17 Registro de configuración ADDR_W TRF 2.4G. -----	63
Figura 2.18 Registro de configuración ADDR_W&CRC TRF 2.4G.-----	64
Figura 2.19 Palabra de configuración General TRF2.4G. -----	64
Figura 2.20 Configuración de oscilador interno TRF 2.4G. -----	65
Figura 2.21 Configuración de potencia de salida TRF 2.4G.-----	66
Figura 2.22 Configuración de canal de frecuencia y modo activo TRF 2.4G. -----	66

Figura 3.1	Circuito de protección contra desfibrilador..	70
Figura 3.2	Amplificador de aislamiento.	71
Figura 3.3	Amplificador de instrumentación.	72
Figura 3.4	Circuito de pierna derecha.	73
Figura 3.5	Amplificador no Inversor.	74
Figura 3.6	Filtro Pasa alto y Pasabajo.	75
Figura 3.7	Circuito recuperador de línea de base.	75
Figura 3.8	Amplificador Inversor.	76
Figura 3.9	Sumador Inversor.	77
Figura 3.10	Circuito Equivalente de impedancia del cuerpo humano.	82
Figura 3.11	Niveles de Corrientes de Fuga permitidos.	82
Figura 3.12	Filtros limitadores de banda implementados.	83
Figura 3.13	Control de Ganancia implementado.	85
Figura 3.14	Esquemas de medición de corrientes de fuga del paciente.	88
Figura 3.15.	Conjunto de Gráficas que conforman los diferentes casos de prueba.	83
Figura 3.16	Diagrama de Bloques para manejar comunicación USB por interrupción.	104
Figura 3.17	Visa Enable Event..	105
Figura 3.18	Visa Open Event.	105
Figura 3.19	Visa Wait on Event.	105
Figura 3.20	Visa Get USB interrupt Data.	106
Figura 3.21	Visa Close.	106
Figura 3.22	Diagrama bloques de re ensamblado datos.	107
Figura 3.23	Interfaz Grafica del software de análisis.	109
Figura 3.24	Espectro de la señal electro cardiográfica.	110
Figura 3.25	Contaminación de la señal ECG con ruido electromiografico.	111
Figura 3.26	Movimiento de la línea de base de la señal ECG..	112
Figura 3.27	Interferencia AC en la señal ECG.	112
Figura 3.28	Filtro de suavizado por promediado de ventana rectangular.	114
Figura 3.29	Filtro Butterworth.	114
Figura 3.30	Herramientas de análisis grafico para señales procesadas.	115
Figura 3.31	Información de datos de comunicación del sistema.	116
Figura 3.32	Panorama Total del Proyecto Implementado.	117
Figura 3.33	Ubicación de electrodos para cada uno de los monitores cardiacos.	119
Figura 3.34	Panel de Inicio del Software.	120
Figura 3.35	Selección y detección de modulo a monitorear.	120
Figura 3.36	Mensaje de Batería baja.	121
Figura 3.37	Menú de selección de aplicación..	122
Figura 3.38	Señales de ingreso al sistema.	122
Figura 3.39	Selección de modo de operación.	123
Figura 3.40	Selección de ganancia para visualización.	124
Figura 3.41	Graficado de intervalos de dos mil muestras.	124
Figura 3.42	Opciones de zoom	124
Figura 3.43	Opciones de cursor.	125
Figura 3.44	Herramientas para exportar imagen..	125
Figura 3.45	Señales de ingreso en tiempo real.	126
Figura 3.46	Señales de análisis	127
Figura 3.47	Señales de análisis.	128

Figura 3.48 Señales de ingreso en tiempo real.-----	129
Figura 3.49 Señales de análisis -----	130
Figura 3.50 Señales de análisis.-----	131
Figura A.1 Ubicacion de los electrodos de registro sobre torso.-----	1A
Figura A.2 Circuito de Pierna derecha.-----	3A
Figura B.1 Disposicion de pines conexión USB.-----	3B
Figura B.2 HID terminal de MikroC.s -----	4B
Figura B.3 Ventana inicio Driver Development Wizard. -----	7B
Figura B.4 Ventana para ingreso de VID y PID Driver Development Wizard.-----	8B
Figura B.5 Ventana para ingreso de prefijo Driver Development Wizard. -----	8B
Figura B.6 Actualización de controlador Administrador de Dispositivos Windows XP. -	10B
Figura C.1 Esquemas de medición de corrientes de fuga -----	1C
Figura C.2 Fotografía medición de corriente de fuga de paciente -----	2C
Figura C.3 Fotografía medición de corriente auxiliar de paciente. -----	3C
Figura C.4 Fotografía medición de corriente en condición de falla. -----	4C
Figura C.5 Fotografía de equipo usado y laboratorio de medidas eléctricas UPS. -----	5C
Figura C.6 Esquema del Modulo ECG.-----	6C
Figura C.7 PCB del Modulo ECG. -----	7C
Figura C.8 Screen de los elementos del PCB correspondientes al modulo ECG . -----	8C
Figura C.9 Esquema del monitor ECG.-----	10C
Figura C.10 PCB del Monitor ECG. -----	11C
Figura C.11 Modulo USB de recepción -----	12C

ÍNDICE DE TABLAS

<u>TABLA</u>	<u>PÁGINA</u>
Tabla 2.1 Bandas ISM asignadas por la ITU.-----	35
Tabla 2.2 Especificaciones Eléctricas Modulo TRF 2.4G. -----	38
Tabla 2.3 Descripción de pines RF TRF 2.4G. -----	39
Tabla 2.4 Modos de operación TRF 2.4G-----	52
Tabla C1 Valores prueba corriente de fuga de paciente. -----	1C
Tabla C2 Valores prueba corriente auxiliar de paciente. -----	2C
Tabla C3 Valores prueba condición de falla de carcasa. -----	3C

RESUMEN

La presente tesis explica los parámetros que se deben tener en cuenta durante los procesos de diseño y construcción de un sistema de monitoreo inalámbrico de adquisición de datos, el cual opera en la banda ISM de 2.4Ghz, y se aplica a electrocardiografía. Dado que el equipo desarrollado es de uso médico es fundamental el cumplimiento de estándares usados en el campo de la electromedicina como los son los estándares AAMI e IEC.

Para un correcto entendimiento del origen eléctrico de las señales que en las posteriores etapas serán objeto de análisis, se empieza con las nociones básicas sobre el funcionamiento del corazón desde los ámbitos circulatorio, electrofisiológico, derivaciones y definición de las ondas que componen la señal ECG. Posteriormente se explican los parámetros necesarios para la configuración y puesta en funcionamiento del modulo inalámbrico transceptor de datos en la banda ISM de 2.4GHz TRF2.4G. Finalmente se realiza el diseño y construcción de las partes que conforman el sistema de adquisición y monitoreo basados en los estándares AAMI e IEC.

Como resultado del proyecto de tesis se obtuvo un sistema de monitoreo inalámbrico operando sobre la banda ISM de 2.4GHz, el cual registra la actividad cardiaca de dos personas y presenta esta información sobre la pantalla de un computador para su visualización y análisis de parámetros de amplitud-frecuencia cardiaca. La principal característica del sistema es el cumplimiento de las normas de diseño de AAMI y las normas de seguridad IEC, lo cual garantiza al paciente que no existe ningún riesgo para la salud con el uso del sistema.

CAPITULO 1

FUNDAMENTOS ECG

1.1 Introducción.

El electrocardiograma, también conocido como ECG es un examen que permite registrar la actividad eléctrica del corazón de forma grafica, tiene la ventaja de no ser invasivo ya que se puede registrar de manera fácil sobre la superficie de la piel a través de electrodos conectados en posiciones especificas sobre el cuerpo del paciente.

El análisis correcto de las señales proporcionadas por el ECG son determinantes en la detección de enfermedades cardiacas y por ende son de vital importancia para mejorar la calidad de vida de las personas que sufren de este tipo de padecimientos.

En el presente capitulo se dará a conocer los fundamentos teóricos involucrados en el área de la electrocardiografía que son indispensables para entender y tratar con este tema. Estos contienen la anatomía del corazón, su funcionamiento en condiciones de normalidad tanto desde el punto de vista del sistema de conducción circulatorio así como del sistema electrofisiológico, describiendo de manera breve pero concisa el origen eléctrico de la actividad del corazón. Se explicara la manera en la cual se obtiene las señales eléctricas del cuerpo a través de las derivaciones, su forma y cada una de las ondas que conforman la señal electrocardiográfica obtenida y cuáles son los parámetros de normalidad de estas ondas.

1.2 Funcionamiento del corazón

1.2.1 Anatomía del corazón.

El corazón es el órgano principal del sistema circulatorio y actúa como una bomba aspirante e impelente que crea el impulso necesario para que la sangre irrigue los tejidos a través de un sistema adecuado de distribución. Está situado asimétricamente en el tórax, con sus dos terceras partes hacia la izquierda del esternón y una tercera parte hacia la derecha. Su ubicación anatómica se muestra en la figura 1.1

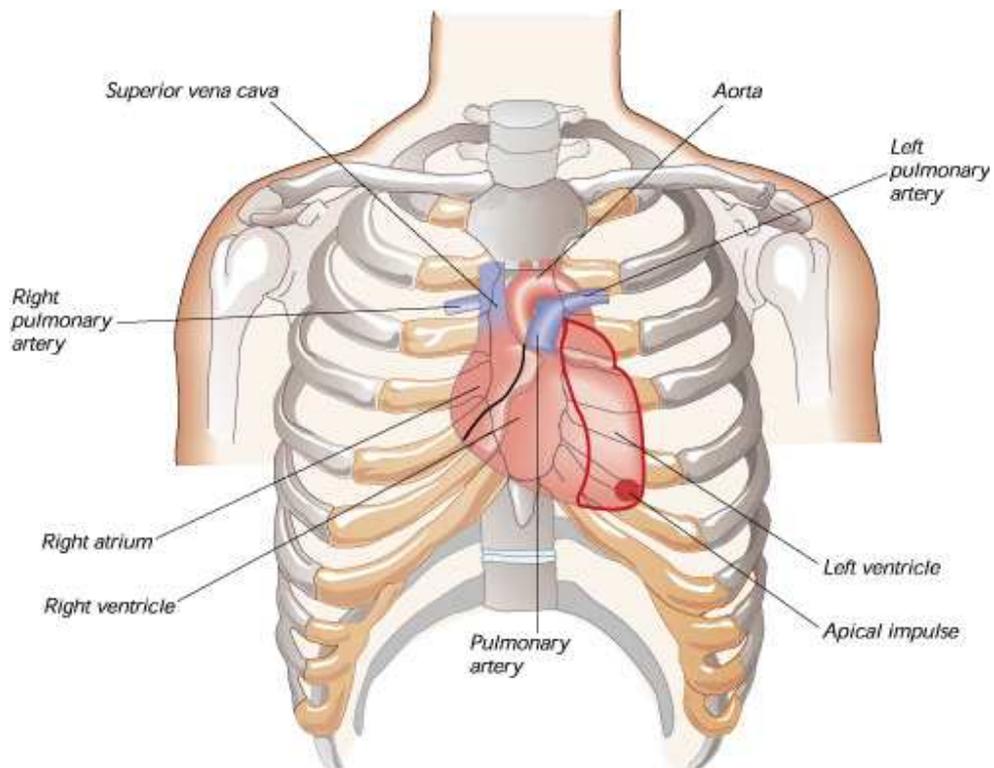


Figura 1. 1 Ubicación del corazón.

El corazón se compone de dos cavidades superiores llamadas aurículas (derecha e izquierda), y dos inferiores denominadas ventrículos (derecho e izquierdo) separadas por una pared muscular denominada tabique, los cuales se observan en la figura 1.2. El flujo sanguíneo se controla por medio de cuatro válvulas: Tricúspide, Mitral, Pulmonar y Aórtica, cuyas funciones se detallan a continuación.

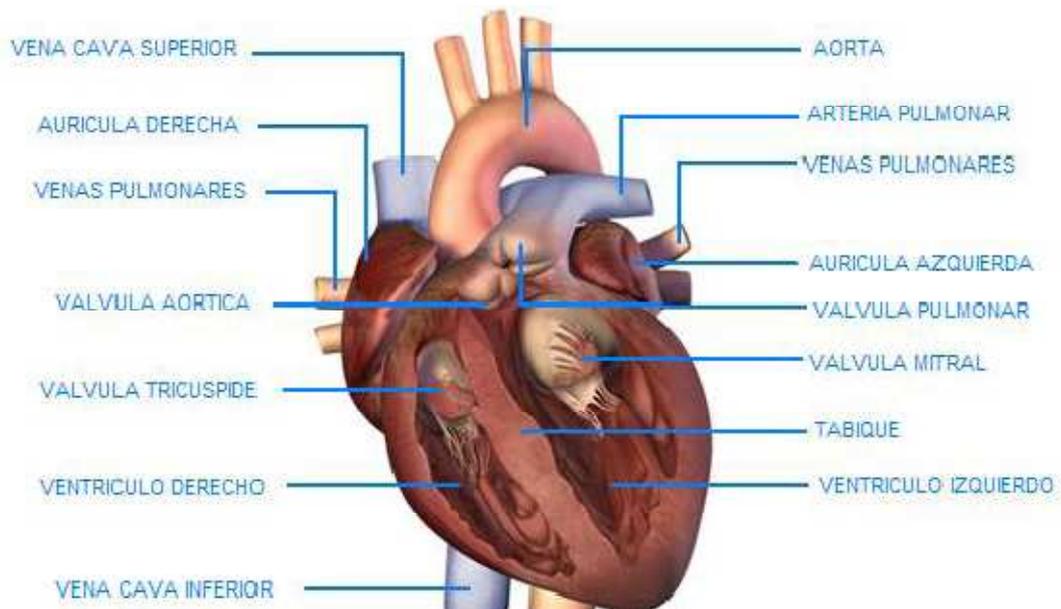


Figura 1.2 Anatomía Interna del Corazón.

- La válvula tricúspide controla el flujo sanguíneo entre la aurícula derecha y el ventrículo derecho.
- La válvula pulmonar controla el flujo sanguíneo del ventrículo derecho a las arterias pulmonares, las cuales transportan la sangre a los pulmones para oxigenarla.
- La válvula mitral permite que la sangre rica en oxígeno proveniente de los pulmones pase de la aurícula izquierda al ventrículo izquierdo.

- La válvula aórtica permite que la sangre rica en oxígeno pase del ventrículo izquierdo a la aorta, la arteria más grande del cuerpo, la cual transporta la sangre al resto del organismo.

1.2.2 Sistema de conducción auriculoventricular del corazón

A medida que se va acumulando sangre en las aurículas, el marcapasos natural del corazón, el nodo SA, envía una señal eléctrica que estimula la contracción de las aurículas. Esta contracción impulsa sangre a través de las válvulas tricúspide y mitral hacia los ventrículos que se encuentran en reposo. Esta fase de la acción de bombeo se denomina diástole. Las señales eléctricas enviadas por el nodo SA se propagan por una vía de conducción eléctrica hasta el nodo auriculoventricular AV, el cual, retrasa el impulso cardíaco hasta que los ventrículos estén llenos de sangre.

La segunda fase de la acción de bombeo comienza cuando los ventrículos están llenos de sangre. Las señales eléctricas generadas por el nodo SA se propagan por una vía de conducción eléctrica al haz de His y el sistema de Purkinje, los cuales estimulan la contracción de los ventrículos y abren las válvulas pulmonar y aórtica. Esta fase se denomina sístole.

Al cerrarse firmemente las válvulas tricúspide y mitral para impedir el retorno de sangre, se abren las válvulas pulmonar y aórtica. Al mismo tiempo que el ventrículo derecho impulsa sangre a los pulmones para oxigenarla, fluye sangre rica en oxígeno del ventrículo izquierdo al corazón y a otras partes del cuerpo. Cuando la sangre pasa a la arteria pulmonar y a la aorta, los ventrículos se relajan y las válvulas pulmonar y aórtica se cierran. Al reducirse la presión en los ventrículos se abre las válvulas tricúspide y mitral y el ciclo comienza otra vez.

Esta serie de contracciones se repite constantemente, aumentando en momentos de esfuerzo y disminuyendo en momentos de reposo. El corazón no actúa en forma independiente, es el cerebro que detecta las condiciones a nuestro alrededor como el clima, los factores estresantes y el nivel de actividad física y regula el aparato cardiovascular para poder satisfacer las necesidades del organismo en esas condiciones.

1.2.3 Electrofisiología del corazón.

El corazón es un músculo que tiene la capacidad de generar impulsos eléctricos con el fin de contraerse de forma rítmica, este impulso se genera en el sistema de conducción del corazón y desde allí se propaga a las aurículas y a los ventrículos.

Con cada latido cardíaco se repite la secuencia que se explica a continuación. La secuencia se inicia en el nodo sinoauricular SA donde se origina el impulso cardíaco, se propaga por las aurículas, al nodo auriculoventricular AV y finalmente a través del sistema His-Purkinje, llega a los ventrículos que responden contrayéndose de forma sincrónica facilitando el bombeo de la sangre a través del sistema circulatorio. La figura 1.3 muestra el sistema de conducción eléctrica del corazón.

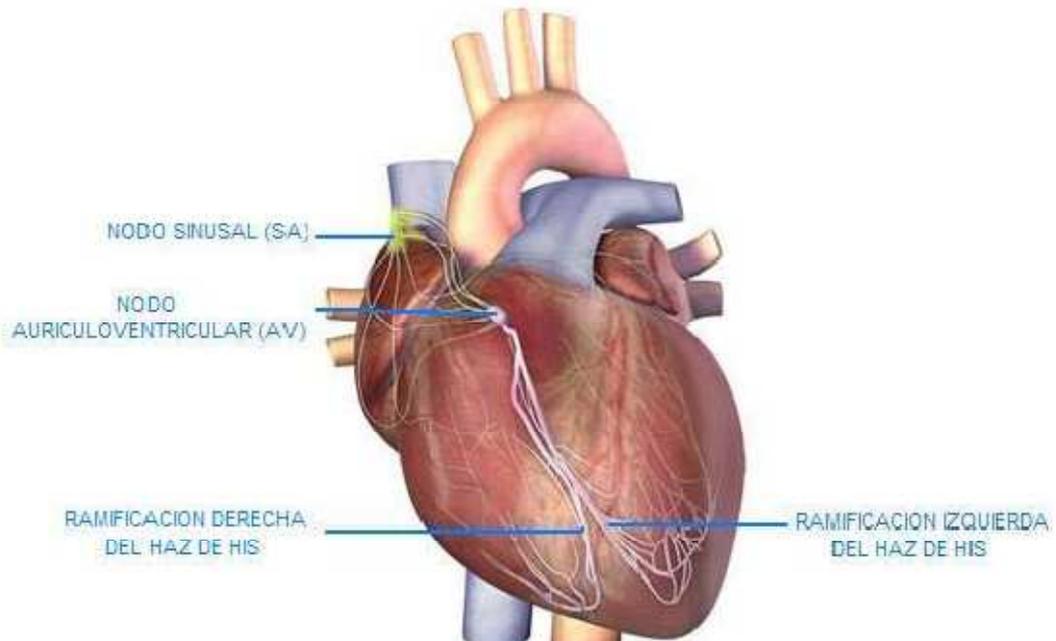


Figura 1.3 Sistema de conducción eléctrica del Corazón.

Esta actividad eléctrica es de escaso voltaje, pero como el cuerpo está constituido por agua en un porcentaje muy alto, y a más, en ella están disueltos numerosos electrolitos capaces de transportar cargas eléctricas, se produce en el momento de la actividad eléctrica del corazón una transmisión de cargas por todo el cuerpo, así se puede registrar en la superficie sobre la piel.

La magnitud y dirección de la actividad eléctrica registrada en la superficie corporal es el promedio de las despolarizaciones y repolarizaciones acumuladas en las células cardíacas en un momento dado, siendo la resultante de este promedio una aproximación bastante precisa y reproducible de la actividad eléctrica cardíaca neta.

El origen de esta actividad eléctrica reside en las células miocárdicas que se contraen o despolarizan y se relajan o polarizan, así como el tejido especializado en conducción desde donde se generan y propagan los impulsos eléctricos¹.

1.2.4 Características del potencial de acción de las células cardíacas.

Es importante conocer las características electrofisiológicas de las células cardíacas porque el ritmo cardíaco normal va a depender de que se produzcan los potenciales de acción de forma normal. Alteraciones en su generación facilitarían trastornos del ritmo cardíaco.

Las características electrofisiológicas de las células cardíacas son la excitabilidad, conducción, refractariedad y automatismo.

Excitabilidad.- Las células cardíacas se caracterizan porque son capaces de excitarse, es decir responden a estímulos externos que pueden ser químicos, térmicos, mecánicos o eléctricos, y generar una respuesta eléctrica o potencial de acción cardíaco para posteriormente propagarlo para contraerse.

Como la membrana celular separa dos medios acuosos con diferente concentración iónica (intracelular y extracelular) existe entre ambos lados una diferencia de potencial que se denomina potencial de membrana. Este potencial de membrana con la célula cardíaca en reposo se denomina potencial de reposo. La figura 1.4 muestra el potencial de reposo y las fases de despolarización y repolarización de la célula cardíaca.

¹ Tomado del libro ECG Pautas de Electrocardiografía.

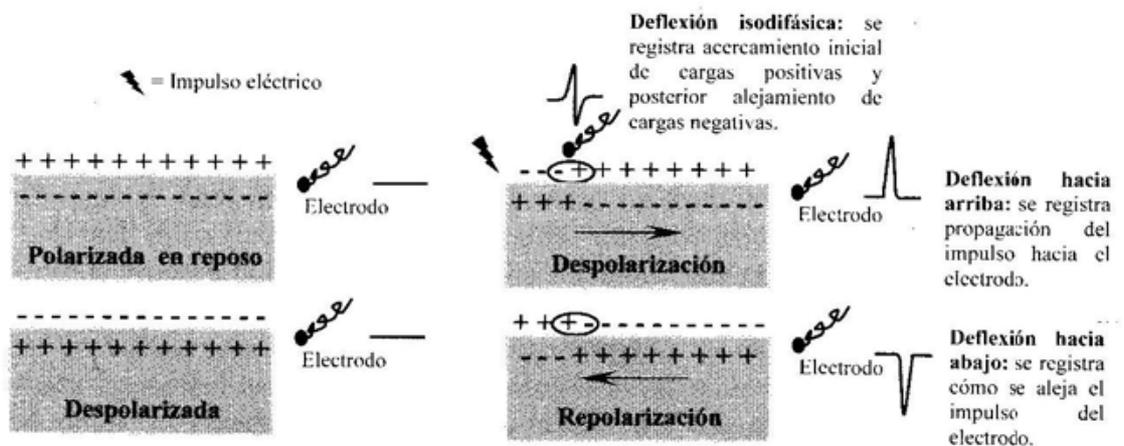


Figura 1.4 Despolarización y Repolarización de la célula cardiaca.

El potencial de reposo de las células musculares auriculares y ventriculares y en el sistema de His-Purkinje oscila entre -80 y -90mV y en las células del nodo SA y AV entre -65 y -50mV. El principal ion que determina el potencial de reposo es el potasio k^+ debido a que su concentración intracelular es de aproximadamente 30 a 1 respecto a la extracelular.

Para los iones Na^+ , Ca^{2+} , y Cl^- el gradiente iónico es opuesto porque su concentración extracelular es elevada pero como las membranas celulares cardiacas son menos permeables a estos iones intervienen poco en el mantenimiento del potencial de reposo. Estos gradientes de concentración se conservan por la presencia de un mecanismo de transporte activo de salida de Na^+ y de salida de Ca^{2+} .

Las células miocárdicas son capaces de producir corrientes iónicas al abrir o cerrar los canales iónicos que atraviesan su membrana celular y que cambian el potencial de la membrana. De esta forma se sabe que cuando se produce entrada de Na^+ o Ca^{2+} en la célula se despolariza porque el potencial de membrana se hace menos negativo, y

cuando se produce salida de K^+ o entrada de Cl^- se facilita la re-polarización porque el potencial de membrana se hace mas negativo.

La excitación de las células cardiacas tiene lugar cuando un estímulo es capaz de disminuir el potencial de membrana hasta un nivel crítico o potencial umbral. El potencial umbral de las células miocárdicas auriculares y ventriculares es cercano a los $-60mV$ y el de las células del nodo SA y AV es cercano a $-40mV$. Si el potencial de reposo se acerca al nivel del potencial de umbral, la célula será capaz de responder a estímulos relativamente débiles, y si por el contrario se aleja el potencial de reposo del potencial de umbral se necesitara estímulos más intensos para que la célula se active y responda. Esta propiedad nos indica que la célula cardiaca no necesita repolarizarse por completo hasta su estado polarizado de reposo de -90 o $-60mV$ antes de poder ser estimulada y despolarizarse de nuevo.

Por lo tanto, el potencial de acción cardiaco es la representación esquemática de los cambios que experimenta el potencial de membrana de una célula cardiaca durante la despolarización y repolarización. Existen cinco fases en el potencial de acción cardiaco.

1.2.5 Fases del potencial de acción de las células cardiacas.

1.- Fase cero de despolarización rápida que dura de 0.5 a 2 milisegundos. Esta fase cero define la amplitud del potencial de acción cardiaco. Debido a un estímulo se producen cambios de conformación en proteínas de membrana y se abren canales de entrada rápidos de Na^+ (en células musculares auriculares y ventriculares y el sistema de His-Punkinje) y de entrada lenta de Ca^{2+} (en células de nodos SA y AV). Con ello el potencial de membrana alcanza a su potencial umbral, asciende a unos $-65mV$ (o a unos $-50mV$ en los nodos) desde su estado de reposo de $-90mV$ (o $-60mV$ en los nodos), al

generarse un flujo de entrada masiva de iones de Na^+ (o Ca^{2+}) hacia el interior celular que despolariza el potencial de membrana hasta un valor de +20 o +30mV. Cuando la célula se despolariza comienza a contraerse.

2.- Fase uno de repolarización rápida precoz que confiere una morfología de pico al potencial de acción de algunas células cardiacas (solo es importante en células musculares auriculares, ventriculares y de Purkinje) y comienza con la inactivación de los canales rápidos de entrada de Na^+ y la apertura de dos canales de salida K^+ . Con estos cambios el potencial de membrana se acerca a +10mV.

3.- Fase dos de repolarización lenta o meseta en la que disminuye mucho la velocidad de la repolarización y es responsable por ello de la larga duración del potencial de acción cardiaco y permite finalizar la contracción e iniciar la relajación. En esta fase el equilibrio entre las dos corrientes de entrada Na^+ o Ca^{2+} y las corrientes de salida de K^+ , predominando la corriente lenta de entrada de Ca^{2+} que tarda mas que los canales de Na^+ en inactivarse. La lenta velocidad de repolarización hace que el potencial de membrana permanezca en torno a 0mV.

4.- Fase tres final de repolarización donde aumenta de nuevo la velocidad de repolarización y el potencial de membrana alcanza de nuevo sus valores iniciales de reposo. Se inactiva finalmente el canal lento de entrada de Ca^{2+} y se activan totalmente los canales de salida de K^+ . Al final de la fase tres se ha restablecido el potencial normal de reposo aunque en el interior de la célula existe un exceso de Na^+ y un déficit de K^+ por lo cual empieza a funcionar la bomba de $Na^+ - K^+$ ATP hasta que extrae Na^+ e introduce K^+ .

5.- Fase cuatro es el intervalo diastólico comprendido entre el final de un potencial de acción y el siguiente. En las células no automáticas es plano y depende de los canales de salida de K^+ de la bomba de Na^+ . En las células automáticas es inclinado y depende del nivel de canales de Na^+ o Ca^{2+} que se encuentran en estado de reposo, es decir disponibles para iniciar una lenta despolarización diastólica debida a mantenerse tales canales de entrada abiertos cuando las células alcanzan su potencial de reposo. En la figura 1.5 se pueden observar las fases de los potenciales de acción en la célula cardiaca.

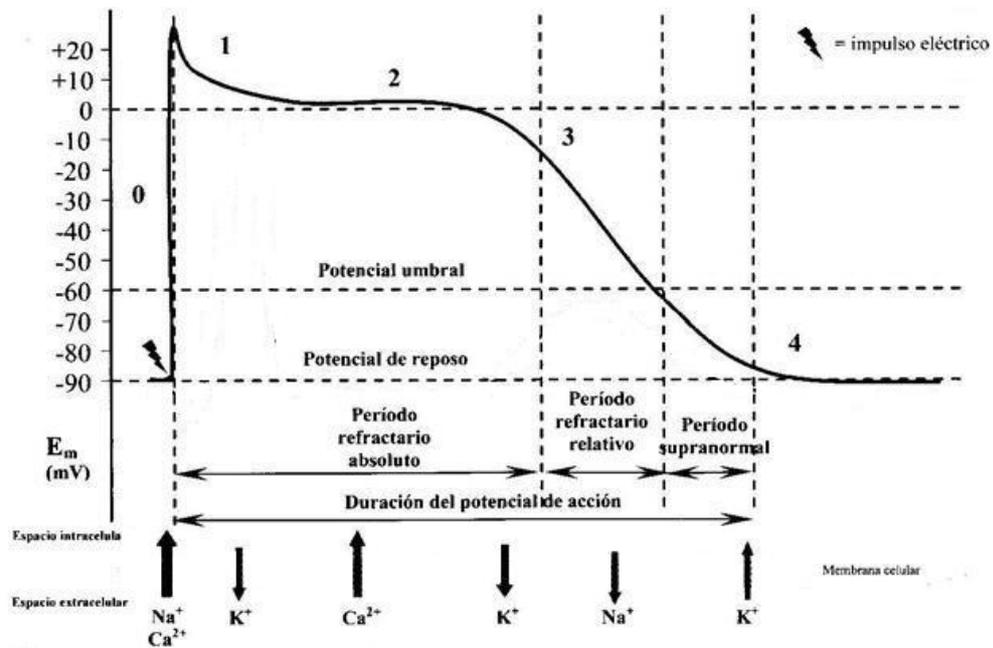


Figura 1.5 Potencial de acción de una célula miocárdica ventricular.

Conducción.- la velocidad de los impulsos eléctricos a través del corazón es muy variable dependiendo de las propiedades de las diferentes partes del sistema de conducción y de las células miocárdicas. La velocidad más rápida es la del sistema de His-Purkinje y la más lenta de los nodos SA y AV.

Refractariedad.- Ese periodo se divide en periodo refractario absoluto y periodo refractario relativo. En el primero ningún estímulo por más intenso que sea producirá respuesta alguna mientras que en el segundo solamente un estímulo muy intenso puede producir una respuesta.

1.2.6 Células Automáticas y no automáticas.

El automatismo es la capacidad de algunas células cardíacas de despolarizarse espontáneamente durante la cuarta fase, es decir llegan al potencial de umbral y se despolarizan sin necesidad de un estímulo externo. En condiciones normales solo las células de los nodos SA y AV, sistema de His-Purkinje y ciertas estructuras especializadas de la aurícula poseen esta actividad automática, mientras que las células musculares auriculares y ventriculares son células no automáticas.

La característica que define a las células automáticas se evidencia durante la fase cuatro del potencial de acción, cuando se alcanza el potencial de reposo, las células presentan una despolarización lenta y progresiva que desplaza el potencial de membrana hacia valores menos negativos, generándose un nuevo potencial de acción cuando se alcanza el potencial de umbral sin necesidad de un estímulo externo.

La frecuencia de disparo de una célula automática viene determinada por la inclinación de la fase cuatro, cuanto más inclinada mayor rapidez en la despolarización espontánea y en el ritmo de disparo. La figura 1.6 muestra la inclinación de la fase cuatro para células automáticas y no automáticas.

Cuando se despolariza una célula cardíaca provoca la despolarización de las células adyacentes con lo que se propaga el impulso eléctrico como un flujo de corriente.

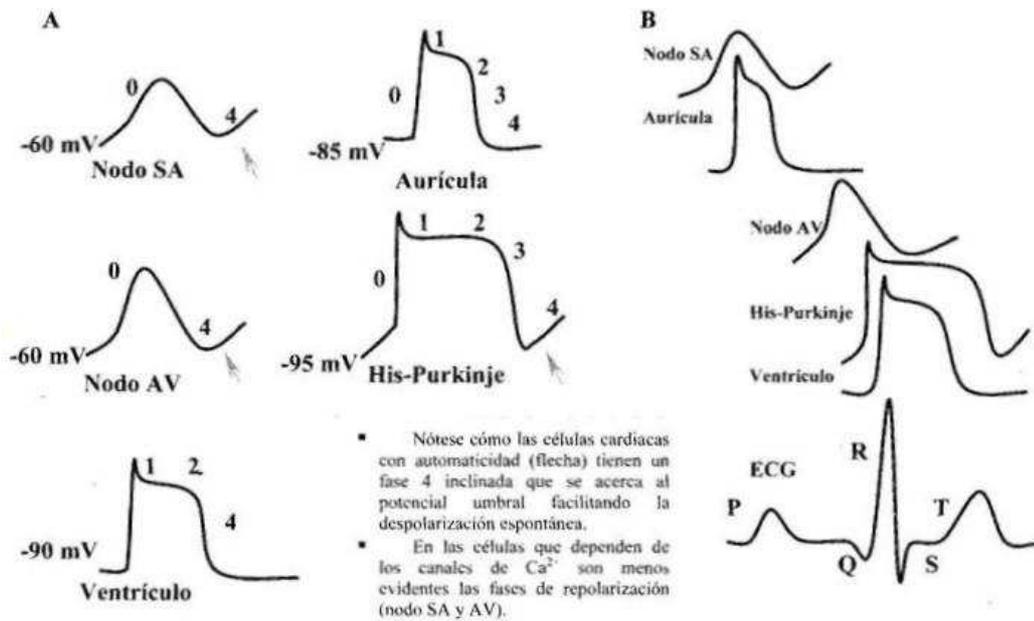


Figura 1.6 Potenciales de acción de células automáticas y no automáticas.

1.3 Adquisición de datos.

1.3.1 Derivaciones para medición ECG.

Las derivaciones son métodos convencionales usados para registrar la forma de las ondas electrocardiográficas a través de ubicaciones específicas de electrodos sobre el cuerpo. Se basa en la capacidad de los tejidos para conducir los potenciales eléctricos, y

son captados o registrados en forma indirecta o derivada, desde puntos situados en la vecindad de los órganos explorados.

Este proceder indirecto tiene el inconveniente que no se registran los fenómenos con su pureza ni potencia primitiva, porque los tejidos que rodean al corazón aportan también potenciales propios que alteran y disminuyen los emanados directamente de las vísceras que ellos envuelven. En el terreno práctico, tales inconvenientes son ampliamente aventajados por la sencillez de la exploración convencional².

Los electrodos se colocan en localizaciones preestablecidas para conseguir una estandarización de forma que los electrocardiogramas sean iguales en todas partes y comparables los datos obtenidos.

Al colocar los electrodos se obtienen 12 derivaciones que registran la misma actividad del corazón de forma simultánea desde 12 localizaciones diferentes. Estas derivaciones pueden ser bipolares si se comparan con otra derivación, o monopares cuando se compara su potencial con un punto que se considera como potencial cero. De estas doce derivaciones, tres son bipolares de miembros, tres son monopares de miembros y seis son unipolares precordiales.

1.3.1.1 Derivaciones Bipolares.

Einthoven popularizo la idea de que el cuerpo humano es un conductor de gran volumen con una fuente de actividad eléctrica en su centro que es el corazón. Aunque la

² Artículo Las Derivaciones Electrocardiográficas.

simplificación parece poco realista, en la práctica resulta una aproximación sorprendentemente útil³.

Las derivaciones bipolares las eligió Einthoven en 1901, en las cuales los electrodos se colocan sobre el hombro derecho, hombro izquierdo y pubis respectivamente. Por comodidad, los correspondientes electrodos se suelen colocar en ambas muñecas y el tobillo izquierdo. Los potenciales registrados allí son idénticos que a los registrados en la raíz de los miembros, pues los miembros se comportan como conductores lineales.

Las derivaciones bipolares representan una diferencia de potencial eléctrico entre dos polos, uno positivo y uno negativo, llamándose eje de la derivación a la línea que une ambos polos. Con cada derivación uno de los electrodos es positivo mientras que el otro es negativo. Ambos electrodos son simultáneamente afectados por el vector resultante de la actividad cardíaca.

- Derivación I es la diferencia de potencial entre el brazo izquierdo y brazo derecho.
- Derivación II es la diferencia de potencial entre la pierna izquierda y el brazo derecho.
- Derivación III es la diferencia de potencial entre la pierna izquierda y el brazo izquierdo.

Basándose en esta idea se unen los ejes de las derivaciones bipolares formando los tres lados de un triángulo equilátero, llamado el triángulo hipotético de Einthoven sobre

³ Artículo El Electrocardiograma.

el cuerpo. La figura 1.7 muestra la ubicación de los electrodos para las derivaciones bipolares y la formación del triángulo de Einthoven.

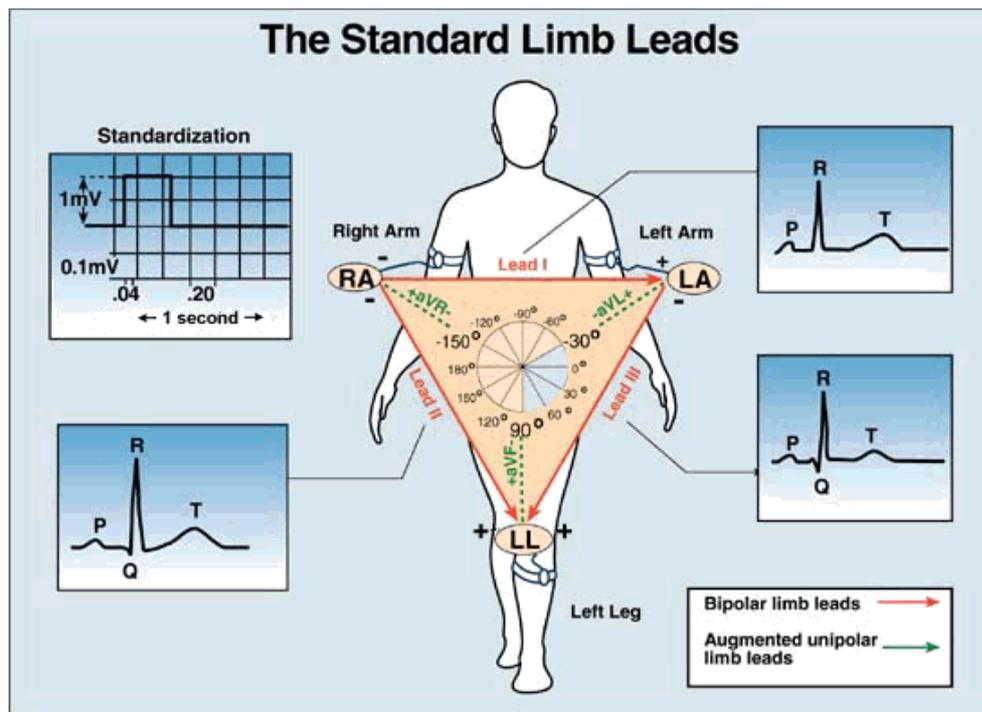
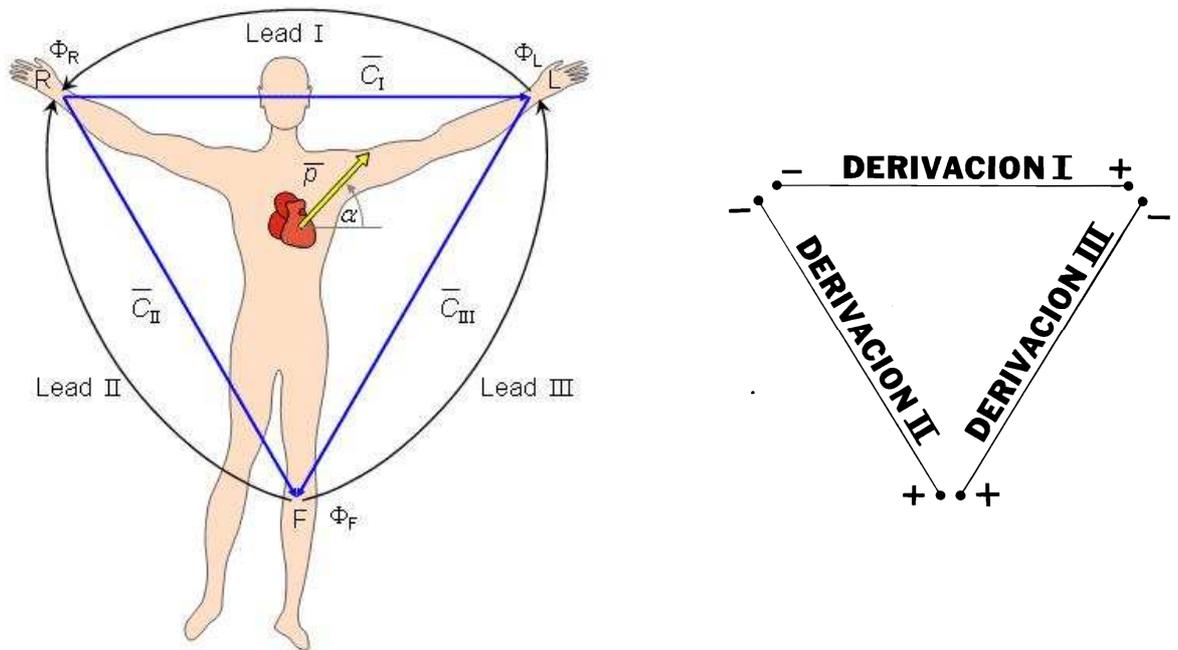


Figura 1.7 Derivaciones Bipolares.

Las características del triángulo de Einthoven son:

- Es equilátero.
- Sus tres lados I, II, III equidistan del corazón.
- Sus vértices corresponden a las raíces de los miembros, hombro derecho, hombro izquierdo y pubis.
- El triángulo representa el plano frontal que pasa por el centro del corazón.
- Todos los vectores que representan la actividad eléctrica cardíaca se sitúan en el centro eléctrico del corazón, es decir en el centro del triángulo.

El vector que representa la actividad cardíaca instantánea o media se proyecta sobre la correspondiente línea de derivación trazando líneas perpendiculares a la derivación que unen ésta con los extremos del vector. La magnitud de la proyección es proporcional a la amplitud del potencial registrado, lo cual se observa en la figura 1.8.

Si la proyección apunta hacia el polo positivo de la derivación, el potencial registrado será positivo, mientras que si apunta hacia el polo negativo, el potencial será negativo. Einthoven escogió la polaridad de las derivaciones de manera que la onda de mayor amplitud en el ECG normal fuera positiva en las tres⁴.

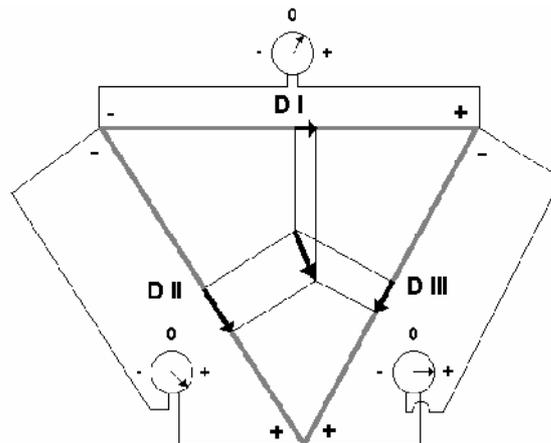


Figura 1.8 Proyección del vector cardíaco en las derivaciones bipolares.

⁴ Artículo El Electrocardiograma.

Si las tres derivaciones se trasladan al centro del triángulo, forman tres líneas de referencia que se cortan. Aunque las derivaciones se han trasladado al centro del triángulo siguen formando los mismos ángulos, es decir dan la misma información, lo cual se muestra en la figura 1.9.

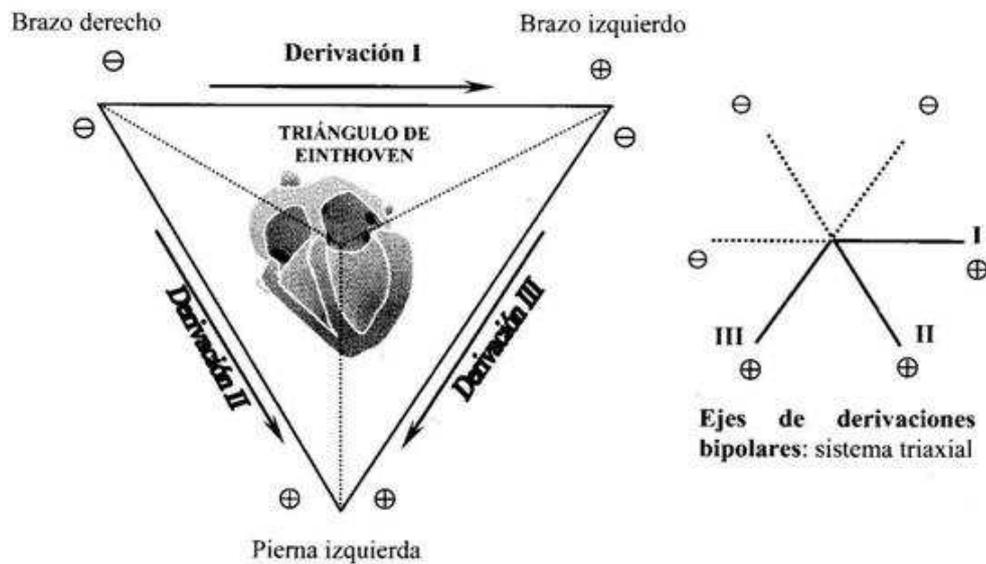


Figura 1.9 Triángulo de Einthoven – Sistema Triaxial.

Su importancia es fundamental en lo concerniente a precisar:

- El ritmo cardíaco.
- La posición del corazón.
- Las medidas de las ondas, espacios y segmentos, sobre todo en D2.
- El diagnóstico positivo y diferencial de las arritmias.
- La frecuencia cardíaca.

Sin embargo las tres derivaciones bipolares tienen inconvenientes y limitaciones de gran importancia debido a que recogen los potenciales cardíacos en un solo plano, son además la resultante de dos fuerzas de signo contrario, y no representan con nitidez los fenómenos originales en cada uno de sus dos polos constituyentes.

Entre sus limitantes figuran:

- Están integradas en un plano frontal y son útiles para recoger sólo los potenciales proyectados en este plano. A su registro escapan todas las fuerzas emergentes de la activación muscular cuya dirección y sentido sea otro, por ejemplo, hacia delante y atrás.
- Por el hecho de simbolizar la diferencia de potenciales entre 2 puntos distintos, la resultante no representa más que una resta de fuerzas.
- Tienen un valor muy limitado para diagnosticar, diferencialmente, el lado izquierdo del derecho en las hipertrofias ventriculares y en los bloqueos de rama.

1.3.1.2 Derivaciones de los miembros monopoles.

Una derivación monopolar mide la diferencia de potencial entre dos electrodos, de los cuales solo uno es activo y registra las variaciones de potencial de ese punto determinado de la superficie corporal, mientras que el otro sirve como referencia. Para obtener las derivaciones monopoles se necesita un punto con voltaje cero con el cual comparar el voltaje obtenido.

Para obtener estas nuevas derivaciones se considera positivo al electrodo de interés y el resto de electrodos de las extremidades restantes se unen formando una tierra común, de esta manera se obtienen las siguientes derivaciones.

- Derivación aVR tiene electrodo positivo colocado en brazo derecho.
- Derivación aVL tiene electrodo positivo colocado en brazo izquierdo.
- Derivación aVF tiene electrodo positivo colocado en pierna izquierda.

También puede emplearse como referencia la suma del potencial de dos derivaciones unipolares de los miembros cuando se registra la tercera; por ejemplo, se determina el potencial en VL contra la suma de los potenciales en VR y VF. Esta configuración produce potenciales que tienen igual forma que los registrados con la central terminal, pero con una amplitud 50 % mayor. En este caso, el registro se denomina derivación unipolar aumentada (a): aVL, aVR y aVF. En la figura 1.10 se observa la manera en la cual se registran las derivaciones monopolares de los miembros.

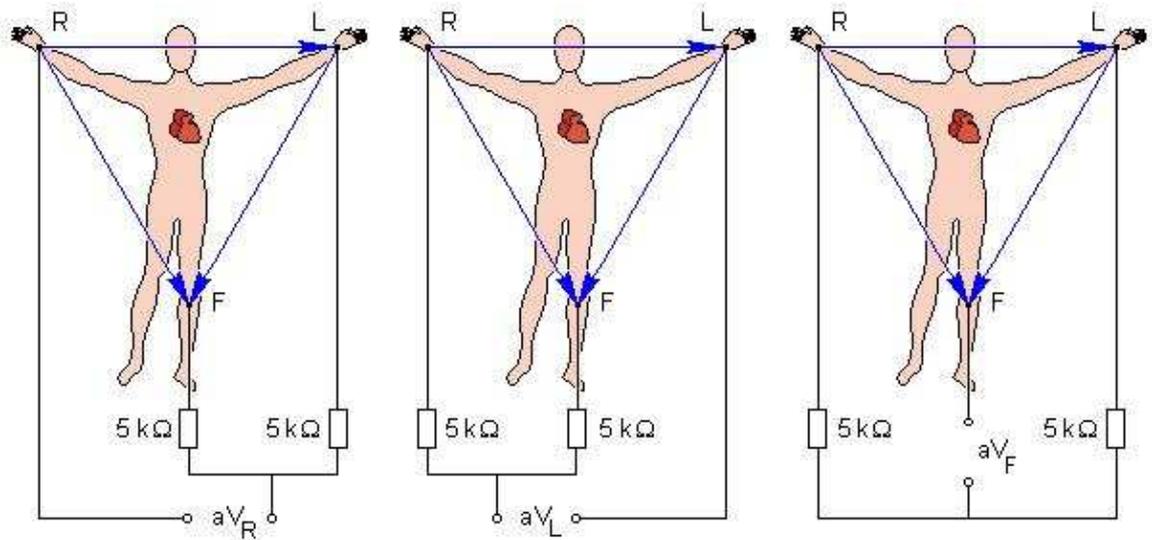


Figura 1.10 Derivaciones de miembros monopolares.

Las derivaciones AVR, AVL y AVF tienen una orientación diferente y permiten construir otras tres líneas de referencia como se muestra en la figura 1.11.

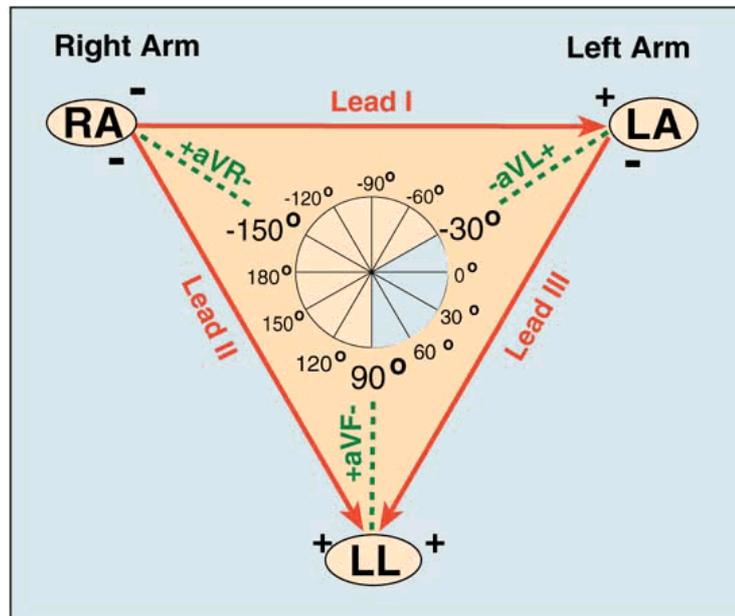


Figura 1.11 Sistema de referencia bipolar-monopolar.

La información obtenida por estas derivaciones es muy precisa, y es de gran ayuda para establecer diagnósticos topográficos, así como la posición del corazón y la extensión de las zonas lesionadas en las masas musculares exploradas. Considerando que estas derivaciones son esenciales para determinar la posición del corazón, dejando sentado que esas posiciones son: intermedia, horizontal y vertical.

Las derivaciones bipolares guardan una relación matemática con las derivaciones monopolares ya que estas se sitúan dentro del triángulo de Einthoven de forma que las derivaciones I, II, III forman los tres lados y las derivaciones monopolares los vértices del triángulo.

Si las derivaciones I, II, III que se cortan entre si se superponen a las derivaciones AVR, AVL, AVF se obtienen seis derivaciones que se cortan en un mismo punto, y se consideran como situadas en el mismo plano del tórax del paciente, por lo cual se las conoce como derivaciones del plano frontal o de los miembros. La figura 1.12 ilustra el plano frontal formado por las seis derivaciones.

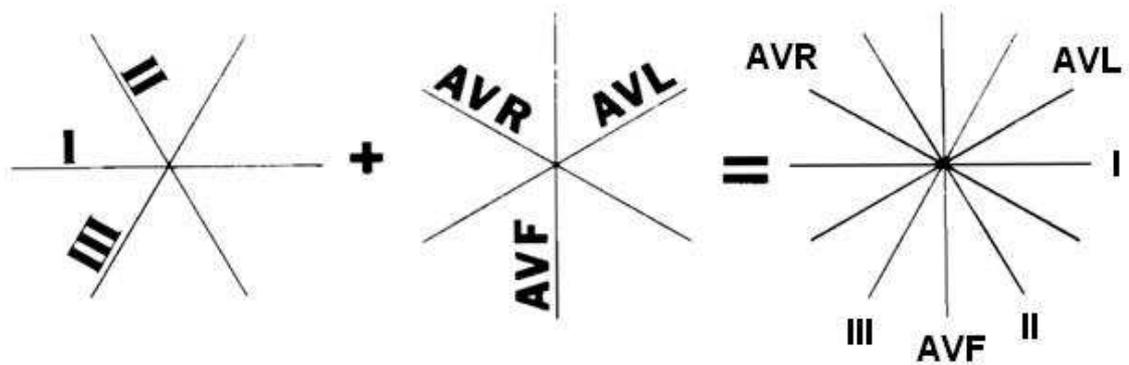


Figura 1.12 Sistema de referencia en plano frontal.

El ECG registra la misma actividad cardiaca en cada derivación, si las ondas tienen distinto aspecto según la derivación es que la actividad eléctrica se observa desde ángulos diferentes, ya que el par de electrodos es diferente en cada derivación.

Al registrar desde seis ángulos distintos la actividad eléctrica del corazón nos da más información ya que puede ser imposible la observación de cierta onda en una derivación dada, pero con seis posiciones de derivaciones de miembros, es probable que se llegue a inscribir en alguna.

1.3.1.3 Derivaciones monopolares Precordiales.

Está formada por seis derivaciones, que se obtienen al colocar electrodos positivos en seis puntos distintos sobre el plano del tórax, en las cuales todas estas derivaciones son monopolares, para estos electrodos se utiliza el voltaje cero de unir los cuatro cables de las extremidades y conectarlas a tierra como en las derivaciones de miembros.

En todas las derivaciones precordiales el electrodo colocado sobre el pecho se considera positivo. Las derivaciones precordiales numeradas de V1 a V6 van en orden progresivo de derecha a izquierda en orden progresivo como se ilustra en la figura 1.13.

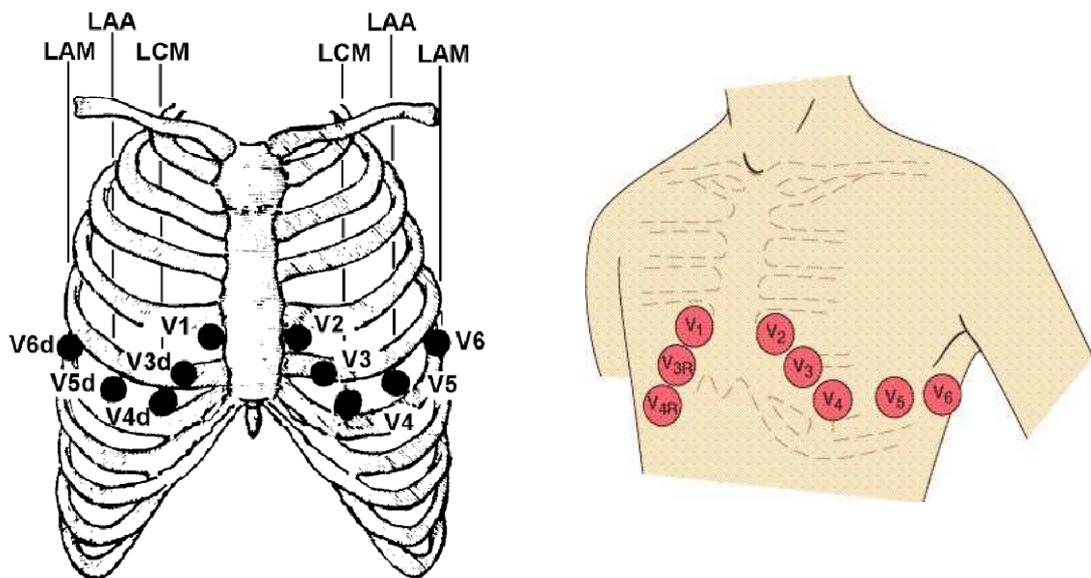


Figura 1.13 Derivaciones Precordiales.

V1: El electrodo explorador se sitúa en el cuarto espacio intercostal derecho, junto al borde esternal. Recoge potenciales de las aurículas, sobre todo de la derecha,

que es anterior y subyacente, y de una pequeña parte del tabique interventricular y la pared anterior del ventrículo derecho.

V2: El electrodo se sitúa también a la altura del cuarto espacio intercostal, pero del lado izquierdo del esternón, justamente encima de la pared ventricular derecha.

V3: El electrodo explorador se sitúa en un punto equidistante de V2 y de la próxima derivación, V4. Dicho electrodo se encuentra teóricamente situado sobre el tabique interventricular, lo que hace de ella una derivación transicional entre las estructuras miocárdicas izquierdas y derechas. A esa eventualidad deben su morfología, de fuerzas positivas y negativas equipotenciales, es decir, iguales o casi iguales.

V4: El electrodo explorador se sitúa en la región de la punta del ventrículo izquierdo, en el quinto espacio intercostal izquierdo y a nivel de la línea medioclavicular. En esta región es precisamente donde mayor grosor muestra el ventrículo izquierdo, lo cual nos provee información de la activación del ventrículo izquierdo.

V5 y V6: En V5, el electrodo explorador se coloca en el quinto espacio intercostal izquierdo, más lateralmente que en V4, justo al nivel de la línea axilar anterior. En V6, el electrodo sigue situado en el quinto espacio intercostal izquierdo, pero al nivel de la línea axilar media. Debajo de los electrodos situados en esas posiciones se encuentra el miocardio del ventrículo izquierdo.

Las derivaciones precordiales son empleadas para precisar con exactitud las perturbaciones miocárdicas del lado izquierdo y del lado derecho y distinguir las

lesiones de la pared anterior y de la pared posterior. Estas seis derivaciones permiten el registro de potenciales que escapaban a las 6 derivaciones del plano frontal anteriormente citadas; abarcan el tórax, partiendo de su lado derecho y llegan hasta la línea axilar media, o sea, rodean el corazón a manera de un semicírculo.

Un dato fundamental en electrocardiografía es que las ondas no son positivas o negativas porque se originen en uno u otro ventrículo, sino porque la exploración se hace desde puntos distintos.

1.4 Representación de la Señal ECG.

1.4.1 Papel usado en Electrocardiografía.

El electrocardiograma es un registro gráfico de la actividad eléctrica del corazón que permite diagnosticar de forma no invasiva alteraciones cardiovasculares de una manera rápida y eficiente, siempre que sea correctamente interpretada por el médico o experto correspondiente.

El electrocardiograma se registra sobre un papel cuadriculado con líneas horizontales y verticales a intervalos de 1mm, a más existen líneas gruesas que agrupan cinco líneas menores. Dentro de esta cuadrícula el eje vertical representa voltaje mientras que el eje horizontal representa unidades de tiempo los cuales son configurables. La figura 1.14 muestra el papel usado en el registro ECG.

Sobre el eje del tiempo, para una velocidad de 25mm/seg el espacio de una cuadrícula menor es de 0.04 segundos mientras que las divisiones gruesas representan 0.2 segundos. La velocidad puede fijarse en valores mayores para obtener una mejor resolución como el caso de 50mm/seg.

Sobre el eje del voltaje, se lo puede calibrar para que cada división pequeña represente 0.05mv o 0.1mv o 0.2mv de acuerdo al grado de resolución que se desee observar.

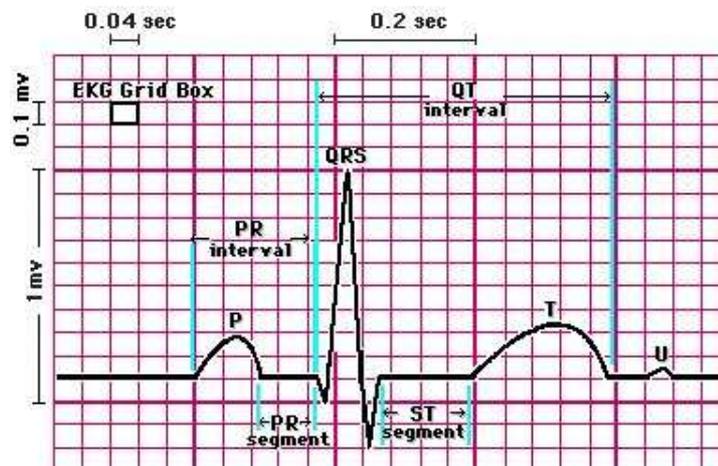


Figura 1.14 Papel cuadrado usado en electrocardiogramas.

1.4.2 Ondas Intervalos y Segmentos ECG.

La información registrada en el ECG representa los impulsos eléctricos del corazón, los cuales a su vez representa varias etapas en la fase de estimulación, en la fase de reposo y en la fase de recuperación del corazón.

La estimulación eléctrica de estas células musculares especializadas se llama despolarización y hace que se contraigan. Las ondas de despolarización son en las cuales el interior de la célula se vuelve positivo, mientras que las de repolarización en los cuales las células recuperan su carga negativa se registran en el ECG por el perfil que se presenta en la figura 1.15.

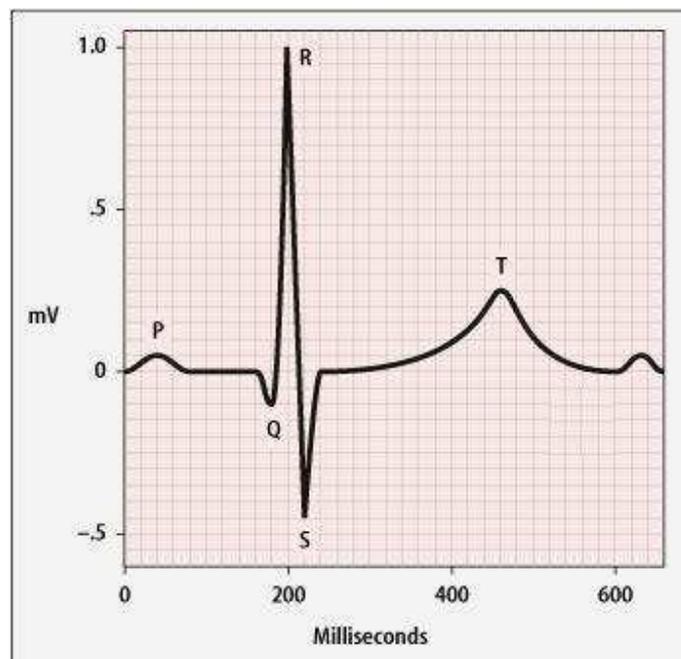


Figura 1.15 Onda Típica registrada en un electrocardiograma.

El proceso comienza cuando el nodo SA inicia el impulso eléctrico, que se extiende como una onda y estimula ambas aurículas, cuando esta onda de despolarización recorre las aurículas, produce una onda inmediata de contracción auricular. Este impulso eléctrico recorre la aurícula y produce la onda P en el ECG, por lo cual la onda P representa la actividad eléctrica de la contracción de ambas aurículas. En realidad la contracción se produce un poco después de la despolarización, pero el error es pequeño si consideramos ambos fenómenos simultáneos.

Esta onda estimulante de despolarización llega finalmente al nodo AV, donde ocurre una pausa de 0.1 segundos antes de que el impulso estimule realmente al nodo, lo que permite que la sangre pase de las aurículas a los ventrículos por las válvulas AV. Esto relaciona los fenómenos eléctricos con la fisiología mecánica del corazón, la aurícula se contrae expulsando sangre por las válvulas AV, pero se requiere cierto tiempo para que la sangre pase por la válvula y llegue a los ventrículos, lo cual es alrededor de 0.1 segundos.

Después de la pausa de 0.1 segundos el nodo AV recibe el estímulo de despolarización proveniente de la aurícula, el cual da inicio a la despolarización ventricular. Este impulso eléctrico pasa del nodo AV al haz de His, luego a sus ramas izquierda y derecha terminado en las fibras de Purkinje.

El complejo QRS representa el impulso eléctrico que pasa del nodo AV al sistema de conducción ventricular y a las células del miocardio ventricular, por lo tanto representa la actividad eléctrica de la estimulación de los ventrículos.

El sistema de conducción neuromuscular de los ventrículos se compone de una sustancia nerviosa especializada que transmite el impulso eléctrico del nodo AV. Comprende el nodo AV y el haz de His con sus ramas derecha e izquierda, que terminan en las fibras de Purkinje finas. Los impulsos eléctricos viajan mucho más rápidamente en este tejido nervioso modificado que por las propias células del miocardio.

Las fibras de Purkinje finas transmiten el estímulo eléctrico a las células del miocardio, las cuales se despolarizan y se contraen lo cual produce a su vez la contracción de los ventrículos.

La onda Q es la primera deflexión hacia abajo del complejo QRS y va seguida de la onda R hacia arriba. A menudo falta la onda Q.

La onda R hacia arriba va seguida de una onda S hacia abajo. El complejo QRS total representa la despolarización ventricular y el inicio de la contracción ventricular. Después de la onda QRS hay una pausa que se denomina segmento ST.

Luego de esta pausa aparece la onda T que representa la repolarización de los ventrículos para que se les pueda volver a estimular. Los ventrículos no muestran respuesta física a la repolarización. Se trata estrictamente de un fenómeno eléctrico registrado por el ECG.

1.4.3 Parámetros de Normalidad.

1.4.3.1 Ondas

Onda P

Es una onda redondeada con una amplitud normal no mayor de 0.25 mV y una duración media entre 80 y 90 ms pero de duración menor a 110ms en DII. Es positiva en las derivaciones DI, DII, DII y aVF, y es negativa en aVR.

Complejo QRS

Normalmente la onda Q tiene una amplitud no mayor de 0,2 mV y una duración no mayor de 30 ms. El tiempo desde el inicio de la onda Q hasta el máximo de la R se llama tiempo de activación ventricular y no debe superar 40 ms.

En adultos el intervalo normal del complejo QRS esta entre 60 y 100 ms. La rotulación de las deflexiones que corresponde a los complejos QRS es arbitraria, es decir los patrones normales de las deflexiones puede variar de forma sin que represente alguna anormalidad. Estos patrones se observan en la figura 1.16.

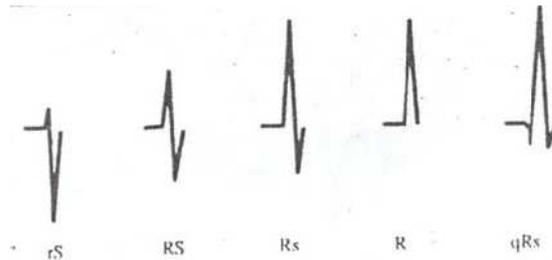


Figura 1.16 Formas que puede tomar el complejo QRS.

Onda T

La forma de la onda T es redondeada pero asimétrica, ya que alcanza su máximo lentamente y luego cae rápidamente a la línea isoelectrica. La amplitud de la onda T es bastante variable de unas a otras derivaciones, aunque nunca debe exceder de 0.6 mV. Su polaridad suele ser positiva en todas las derivaciones excepto en aVR.

1.4.3.2 Intervalos

Intervalo PR (PQ)

Es el intervalo comprendido desde el inicio de la onda P al comienzo del complejo QRS cualquiera que sea su primera deflexión, suele ser isoelectrico. En los adultos su valor normal está comprendido entre 120 y 200 ms, su duración disminuye con el aumento de la frecuencia cardiaca. En la figura 1.17 se observa la delimitación de los intervalos de la señal registrada ECG.

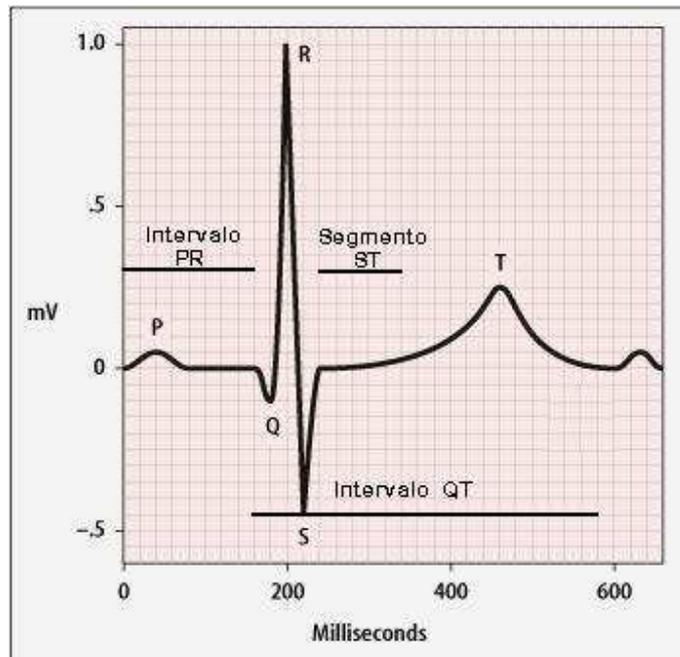


Figura 1.17 Intervalos de la señal electrocardiográfica.

Segmento ST

Es el intervalo comprendido desde el fin del complejo QRS hasta el inicio de la onda T. Se debe tener en cuenta su relación con la línea de base, ya que con respecto a esta puede estar supradesnivelado, infradesnivelado o ser isoelectrico.

Tiene valor patológico si hay desniveles mayores a 1 mm. Debido a que no hay mayor cambio de potencial durante esta fase, el segmento ST suele ser isoelectrico en los electrocardiogramas normales. (El segmento ST presenta una elevación progresiva, con una curva cóncava hacia arriba, que se continúa con la onda T).

Intervalo QT

Es el intervalo comprendido desde el comienzo del complejo QRS hasta el final de la onda T, se relaciona, dentro de ciertos límites con la duración de la despolarización y de la repolarización.

El intervalo QT a veces no indica con precisión el tiempo de recuperación de los ventrículos, su duración habitualmente es de 0.38 a 0.44 s pero no debe superar 440 ms. Varía de acuerdo a la frecuencia cardíaca.

1.4.4 Ritmo y Frecuencia Cardíaca.

El ritmo cardíaco normal o regularidad del ritmo supone un espaciamiento aproximadamente uniforme entre ondas semejantes. A los ritmos cardíacos no uniformes o anormales se los denomina arritmias.

En niños y adultos jóvenes es frecuente que la frecuencia cardíaca aumente durante la inspiración y disminuya durante la espiración. Esta variabilidad es normal y se debe principalmente a la variación del volumen pulmonar.

El tiempo que existe entre dos ondas R sucesivas sirve para calcular la frecuencia cardíaca, parámetro que define la rapidez con la que se expande el impulso eléctrico del corazón. La frecuencia es considerada normal si esta entre 60 y 100 latidos por minuto para adultos en reposo. Frecuencias inferiores a 50-60/min se consideran bradicardia, y con frecuencias superiores a 90-100/min hay taquicardia.

Para recién nacidos esta entre los 100 a 160 latidos por minuto, para niños de 1 a 10 años varia entre 70 a 120 latidos por minuto y finalmente para atletas bien entrenados esta entre los 40 a 60 latidos por minuto.

1.4.4.1 Forma de determinar la frecuencia cardiaca.

Solamente cuando se tiene ritmo regular, es decir la distancia entre las ondas R sucesivas son aproximadamente iguales, se calcula la frecuencia cardiaca dividiendo 60 segundos de un minuto por la distancia expresada en segundos entre dos ondas R consecutivas, de esta manera obtenemos los latidos por minuto.

Cuando la frecuencia ventricular es irregular, es decir el intervalo RR tiene diferentes duraciones de tiempo entre un ciclo y el siguiente debemos calcular una frecuencia cardiaca promedio contando el numero de complejos QRS que existen en un periodo de tiempo de 6 segundos y el resultado multiplicar por 10.

CAPITULO 2

FUNDAMENTOS DEL MODULO DE COMUNICACIÓN EN LA BANDA ISM

2.1 Descripción del Modulo de Comunicación.

2.1.1 Banda de Frecuencias ISM.

La banda ISM es una banda de frecuencias de uso libre que están reservadas para aplicaciones no comerciales en las áreas industriales, científicas y médicas.

Las bandas ISM fueron definidas por la ITU en el artículo cinco de las regulaciones de radio. Su uso está abierto en todo el mundo y no necesita de licenciamiento para su operación, sino únicamente debe respetarse los niveles de potencia transmitida que se norman, a más de los métodos de protección contra interferencias ya que existen varias aplicaciones que usan esta banda de frecuencias.

Las bandas ISM definidas por la ITU se listan en la tabla 2.1.

Rango de Frecuencia [Hz]	Frecuencia Central [Hz]	Disponibilidad
6.765–6.795 MHz	6.780 MHz	Sujeto a normas locales.
13.553–13.567 MHz	13.560 MHz	
26.957–27.283 MHz	27.120 MHz	
40.66–40.70 MHz	40.68 MHz	
433.05–434.79 MHz	433.92 MHz	Solamente Región 1
902–928 MHz	915 MHz	Solamente Región 2.
2.400–2.500 GHz	2.450 GHz	
5.725–5.875 GHz	5.800 GHz	
24–24.25 GHz	24.125 GHz	
61–61.5 GHz	61.25 GHz	Sujeto a normas locales.
122–123 GHz	122.5 GHz	Sujeto a normas locales.
244–246 GHz	245 GHz	Sujeto a normas locales.

Tabla2.1 Bandas ISM asignadas por la ITU.

En este caso se opera sobre la banda ISM asignada a los 2.4GHz ya que el dispositivo usado TRF2.4G cumple con los requerimientos regulados para esta banda.

Existen diferentes tipos de aplicaciones y productos que operan en la banda ISM de 2.4Ghz entre los cuales figuran dispositivos Bluetooth, monitores para bebés, teléfonos inalámbricos y equipos de comunicación inalámbrica que operan sobre el estándar 802.11. Este hecho fuerza a este tipo de comunicaciones a que tengan tolerancia a errores y desarrollen métodos de protección contra interferencias.

Para evitar este tipo de problemas el modulo implementa técnicas de direccionamiento, bits para CRC, ámbitos de preámbulo y selección del canal de comunicación de entre 125 frecuencias disponibles entre 2.4 – 2.524 GHz.

2.1.2 Características.

El modulo integrado de comunicación inalámbrica que se utilizara en el desarrollo de esta tesis es el Radio Transceptor de alta frecuencia TRF 2.4G desarrollado por la empresa LAIPAC TECHNOLOGY, el cual es una unidad transceptora de datos que trabaja sobre la banda ISM de 2.4GHz.

El transceptor consta de una antena, un sintetizador de frecuencia completamente integrado, un amplificador de potencia, un oscilador de cristal y un modulador. Su encapsulado físico se presenta en la figura 2.1.

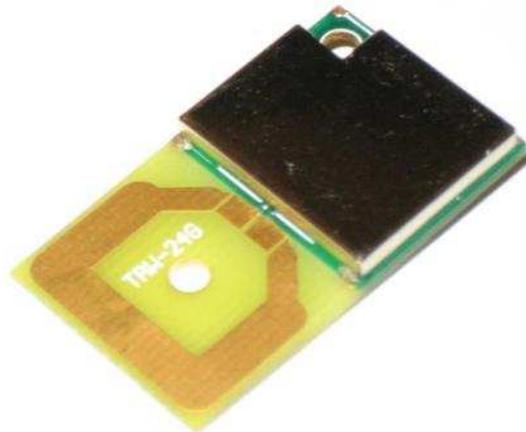


Figura 2.1 Modulo de Comunicación RF TRF 2.4G.

Entre sus principales ventajas esta la posibilidad de configurar mediante software tanto la potencia como la frecuencia de operación, antena incorporada de tipo

impresa, CRC de 8 o 16 bits implementado en hardware y velocidades de transmisión de datos configurables a 250Kbps o 1Mbps. Sus características específicas se presentan a continuación.

Características Generales:

- Rango de Operación: 2.4 - 2.524 GHz en la banda ISM
- Modo de modulación: GFSK
- Data Rate: 1Mbps; 250Kbps.
- Operación multi-canal: 125 canales, Tiempo para conmutación de canal < 200µs, Soporta saltos de frecuencia.
- Reloj para recuperación de los datos.
- Incluye decodificador, codificador, data buffer y calculo de CRC.
- Modo de Ráfagas de descarga “ShockBurst” para operación de baja potencia.
- Sensibilidad: -90dbm.
- Antena Incorporada.
- Rango de tensión de operación: 1.9 v – 3.6 v.
- Temperatura de operación: -40°C – 80°C.
- Alcance máximo 100mts

Aplicaciones:

- Ratones, Teclados y Joysticks inalámbricos.
- Comunicaciones de datos inalámbricas.
- Sistemas de seguridad y alarma.
- Automatización del hogar.
- Audífonos Inalámbricos.
- Telemetría.
- Vigilancia.
- Automovilístico.

2.1.2.1 Especificaciones Eléctricas.

En la tabla 2.2 se listan las especificaciones eléctricas del TRF2.4G.

Conditions: VCC = +3V, VSS = 0V, TA = - 40°C to + 85°C

Symbol	Parameter (condition)	Notes	Min.	Ttp.	Max.	Units
Operating conditions						
VCC	Supply voltage		1.9	3.0	3.6	V
TEMP	Operating Temperature		-40	+27	+85	°C
Digital input pin						
VIH	HIGH level input voltage		VCC-0.3		VCC	V
VIL	LOW level input voltage		VSS		0.3	V
Digital output pin						
VOH	HIGH level output voltage (IOH=-0.5mA)		VCC-0.3		VCC	V
VOL	LOW level output voltage (IOL=0.5mA)		VSS		0.3	V
General RF conditions						
fOP	Operating frequency	1)	2400		2524	MHz
Δf	Frequency deviation			±156		kHz
RGFSK	Data rate ShockBurst		>0		1000	kbps
RGFSK	Data rate Direct Mode	2)	250		1000	kbps
FCHANNEL	Channel spacing			1		MHz
Transmitter operation						
PRF	Maximum Output Power	3)		0	+4	dBm
PRFC	RF Power Control Range		16	20		dB
PRFCR	RF Power Control Range Resolution				±3	dB
PBW	20dB Bandwidth for Modulated Carrier				1000	kHz
PRF2	2nd Adjacent Channel Transmit Power 2MHz				-20	dBm
PRF3	3rd Adjacent Channel Transmit Power 3MHz				-40	dBm
Ivcc	Supply current @ 0dBm output power	4)		13		mA
Ivcc	Supply current @ -20dBm output power	4)		8.8		mA
Ivcc	Average Supply current @ -5dBm output power, ShockBurst	5)		0.8		mA
Ivcc	Average Supply current in stand-by mode	6)		12		μA
Ivcc	Average Supply current in power down			1		μA
Receiver operation						
Ivcc	Supply current one channel 250kbps			18		mA
Ivcc	Supply current one channel 1000kbps			19		mA
Ivcc	Supply current two channels 250kbps			23		mA
Ivcc	Supply current two channels 1000kbps			25		mA
RXSENS	Sensitivity at 0.1%BER (@250kbps)			-90		dBm
RXSENS	Sensitivity at 0.1%BER (@1000kbps)			-80		dBm

Tabla 22 Especificaciones Eléctricas Modulo TRF 2.4G.

2.1.2.3 Diagrama de Pines.

En la figura 2.2 se muestra la distribución de pines del TRF2.4G, mientras que en la tabla 2.3 se lista la función de cada uno de los pines.

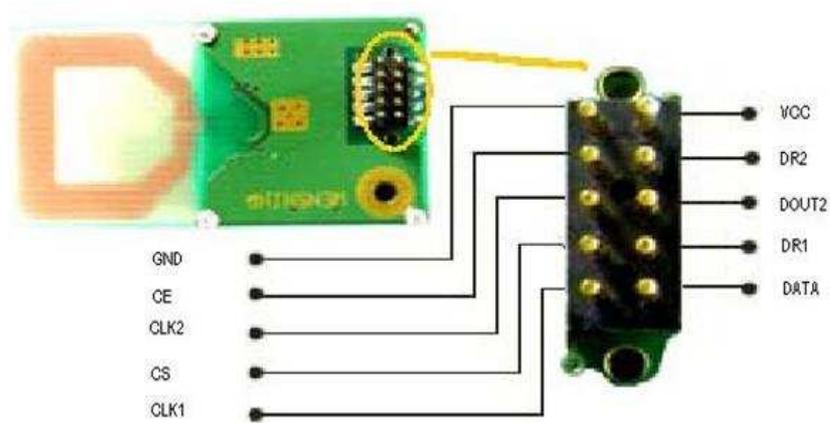


Figura 2.2 Distribución de pines TRF 2.4G.

Pin	Name	Pin funtion	Description
1	GND	Power	Gound (0V)
2	CE	Input	Chip Enable activates RX or TX mode
3	CLK2	I/O	Clock outpu/input for RX data channel 2
4	CS	Input	Chip Select activates Configuration mode
5	CLK1	I/O	Clock Input(TX)&I/O(RX) for data channel 1 3-wire interface
6	DATA	I/O	RX data channel 1/TX data input /3-wire interface
7	DR1	Output	RX data ready at data channel 1 (ShockBurst only)
8	DOUT2	Output	RX data channel 2
9	DR2	Output	RX data ready at data channel 2 (ShockBurst only)
10	VCC	Power	Power Supply (+3V DC)

Tabla 2.3 Descripción de pines RF TRF 2.4G.

2.1.3 Descripción de Protocolo de Acceso al modulo RF.

2.1.3.1 Introducción

El protocolo de comunicación que implementa el modulo inalámbrico TRF 2.4G para acceso a configuración, escritura y lectura de datos a enviar o recibidos es el protocolo serie síncrono SPI.

SPI son las siglas de Serial Peripheral Interface, o Interfaz periférica serial. El bus SPI es un estándar de bus serial síncrono nombrado por Motorola que opera en modo full dúplex. Los dispositivos sobre el bus SPI operan en modo maestro-esclavo, en donde el dispositivo maestro inicia la transferencia de datos, selecciona un esclavo, y provee la señal de reloj a los dispositivos esclavos. El esclavo seleccionado responde y envía sus datos al maestro en cada pulso de reloj. El bus SPI puede operar con un único dispositivo maestro y uno o más dispositivos esclavos. Esta simple interface es también llamada interface de 4 cables.

Es importante recalcar que no hay un estándar de ningún comité internacional que controle SPI, ya que existen algunas versiones de implementación de SPI. En algunas aplicaciones, las líneas de datos de salida e ingreso son unidas o combinadas en una sola línea, por lo cual reduce los requerimientos a tres líneas físicas de conexión. Algunas implementaciones tienen dos clocks, uno para capturar datos y el otro para clock interno del dispositivo. También, en algunas implementaciones la línea de chip select puede ser activo a alto envés de ser activo a bajo.

En la primera parte de esta redacción se presentará un enfoque general y de implementación común con microcontroladores de este protocolo y en la segunda parte se describirá la estructura de la comunicación SPI en los microcontroladores de la MICROCHIP.

2.1.3.2 Descripción General del Protocolo SPI

El BUS SPI utiliza un registro de desplazamiento circular distribuido para el intercambio de datos entre el maestro y el esclavo. Con dos líneas de datos y una de reloj es posible transmitir simultáneamente, con cada pulso de reloj, un bit maestro al esclavo y otro bit del esclavo al maestro, haciendo posible la transmisión en ambos sentido a altas velocidades. Este esquema de la estructura se puede apreciar en figura 2.3.

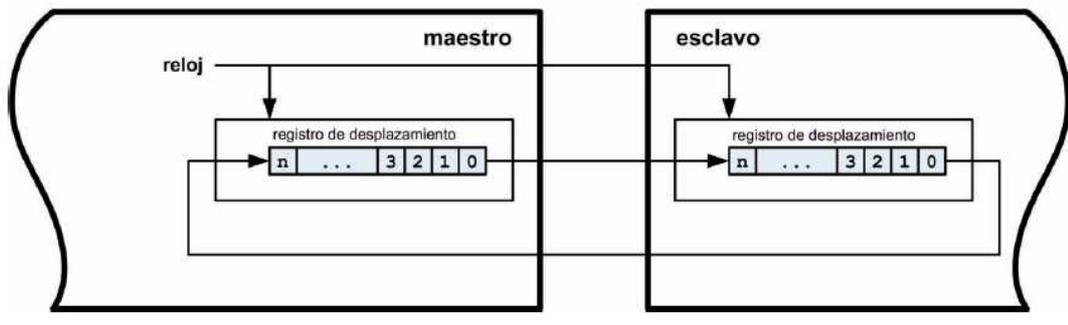


Figura 2.3 Buffer circular para intercambio de datos maestro-esclavo

Señales del BUS SPI

En este protocolo se hace el uso de cuatro señales cada una con una función específica que se describe a continuación:

- SCK: (Serial Clock) Es la señal de reloj, se utiliza para sincronizar el intercambio de datos entre los dispositivos que están comunicándose. El Maestro es el único que puede generar dicha señal.
- MOSI: (Master Output Slave Input) flujo de bits que transmite el maestro al esclavo.
- MISO: (Master Input Slave Output) Flujo de bits que el maestro recibe del esclavo.
- SS: (Slave Select) Entrada de selección de esclavo, en los maestro se utiliza esta señal para el control y manejo de errores en sistemas con más de un maestro.

2.1.3.3 SPI en Detalle

El bus SPI es actualmente usado por circuitos de interface con microcontroladores para poder comunicarse con una gran variedad de dispositivos tales como:

- Dispositivos de memoria SD
- Sensores
- Relojes de tiempo real.
- Dispositivos de comunicación.
- Displays.

Las ventajas del bus SPI son:

- Protocolo de comunicación simple.
- Comunicación full dúplex
- Interface de hardware simple
- Velocidad de transmisión

Las desventajas son:

- Requiere cuatro pines.
- No hay control de flujo por hardware.
- No hay aviso de recibo de datos por parte del esclavo.

Analizando la figura 2.4 se puede ver los componentes que integran el sistema de comunicación SPI.

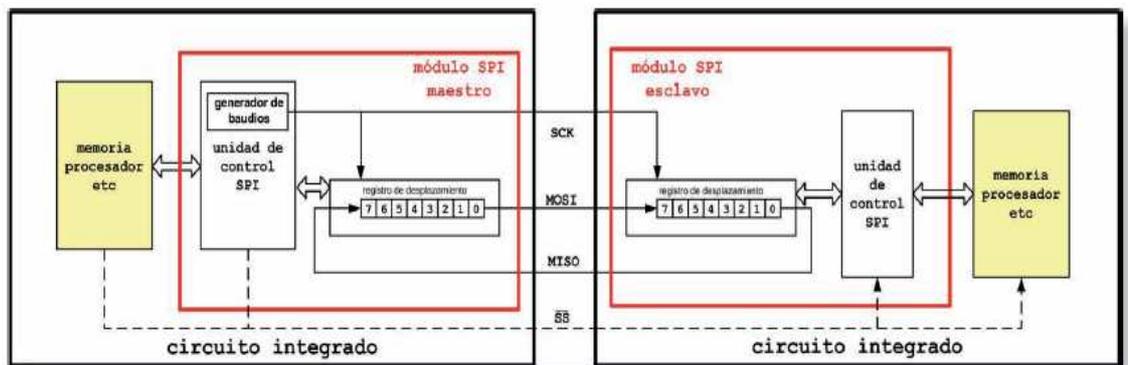


Figura 2.4 Partes de la comunicación entre elementos con protocolo SPI.

El bloque de memoria y microprocesador corresponde al microcontrolador en sí. La unidad de control se compone de un conjunto de registro en configuración FIFO y lógica de control para la generación de interrupciones.

El sistema que aloja el periférico tiene la posibilidad de configurarlo para el trabajo, colocar los datos a transmitir en el registro de desplazamiento leer y guardar en un lugar seguro los datos recibidos, generar interrupciones y en el caso del maestro iniciar y finalizar la transferencia de datos.

El generador de baudios del MAESTRO es un divisor de frecuencias programable cuya salida es la señal de reloj del BUS.

La señal de selección del esclavo (SS) puede ser generada por la propia unidad de control SPI o por otro componente cualquiera del MAESTRO.

Comunicación entre Dispositivos.

Como sabemos el maestro es el que genera la señal de reloj a través de su generador de baudios el cual establece un frecuencia igual o inferior a la frecuencia máxima que permite el esclavo y también la señal de selección de esclavo, poniendo en nivel bajo la señal de SS del esclavo con el cual desea establecer la comunicación. El maestro debe implementar un algún mecanismo de demora antes de comenzar a transmitir o recibir los datos.

El siguiente paso es transmitir y recibir un bit de datos con cada pulso de reloj, los bits son enviados por la línea MOSI uno a uno en el registro de desplazamiento del esclavo y el mismo proceso se realiza en sentido contrario por la línea MISO.

La cantidad de pulsos de reloj de cada transmisión no esta limitada y depende de las características de la comunicación entre los distinto dispositivos sin embargo las longitudes de palabra más utilizadas son de 8, 12, 16 y 32 bits por trama de datos.

Una vez terminada la transmisión el maestro deja de generar la señal de reloj y habitualmente llevará la señal SS a estado alto para desactivar la comunicación con el esclavo previamente seleccionado.

En la figura 2.5 se puede observar la manera en la cual un dispositivo maestro SPI puede manejar varios esclavos mediante las líneas de selección de esclavos.

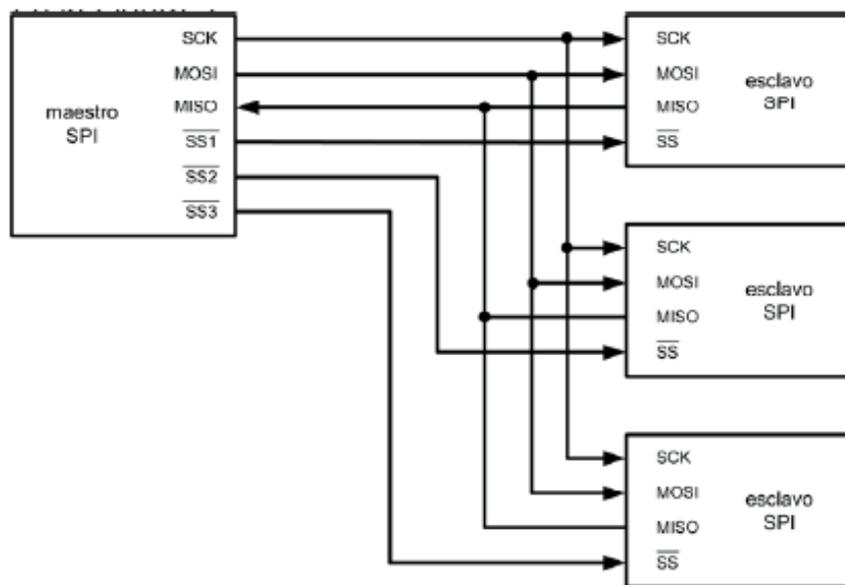


Figura 2.5 Conexión de dispositivos SPI con líneas SS esclavo

2.1.3.4 Configuración SPI en Microcontroladores Microchip

En este tipo de Microcontroladores se designa tres pines que están asociados con el modulo de comunicación SPI que son:

- SDO.- Serial Data Output
- SDI.- Serial Data Input

- SCK.- Serial Clock

De manera adicional hay un cuarto pin que se puede configurar cuando el microcontrolador se utilice como esclavo

- SS.- Slave Select

En la figura 2.6 se muestra a un PIC con los pines marcados para el trabajo con el modulo SPI:

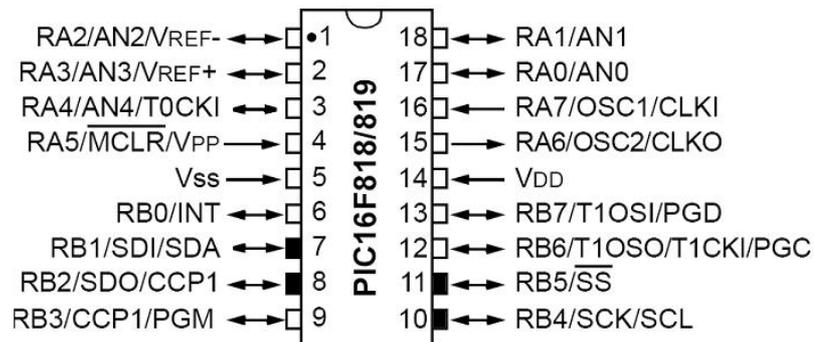


Figura 2.6 Pines usados en comunicación SPI.

La inicialización de la interface SPI se realiza mediante la configuración de los bits de control SSPCON<5:0> y SSPSTAT<7:6>. En la figura 2.7 se muestra la estructura del modulo SPI para un PIC.

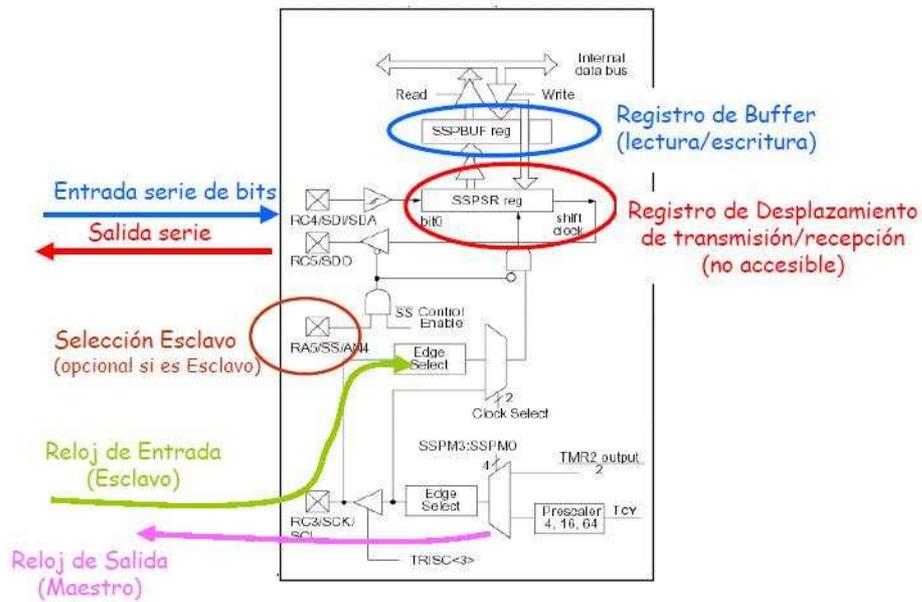


Figura 2.7 Estructura del modulo SPI en un PIC

La figura 2.8 presenta los registros y bits asociados con el modulo SPI de un PIC.

Address	Name	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0	Value on: POR, BOR	Value on all other resets
0Bh,8Bh, 10Bh,18Bh	INTCON	GIE	PEIE	T0IE	INTE	RBIE	T0IF	INTF	RBIF	0000 000x	0000 000u
0Ch	PIR1	PSPIF ⁽¹⁾	ADIF	RCIF	TXIF	SSPIF	CCP1IF	TMR2IF	TMR1IF	0000 0000	0000 0000
8Ch	PIE1	PSPIE ⁽¹⁾	ADIE	RCIE	TXIE	SSPIE	CCP1IE	TMR2IE	TMR1IE	0000 0000	0000 0000
87h	TRISC	PORTC Data Direction Register								1111 1111	1111 1111
13h	SSPBUF	Synchronous Serial Port Receive Buffer/Transmit Register								xxxx xxxx	uuuu uuuu
14h	SSPCON	WCOL	SSPOV	SSPEN	CKP	SSPM3	SSPM2	SSPM1	SSPM0	0000 0000	0000 0000
85h	TRISA	PORTA Data Direction Register								--11 1111	--11 1111
94h	SSPSTAT	SMP	CKE	D/A	P	S	R/W	UA	BF	0000 0000	0000 0000

Legend: x = unknown, u = unchanged, - = unimplemented read as '0'. Shaded cells are not used by the SSP in SPI mode.

Figura 2.8 Registros y bits relacionados con el modulo SPI.

Funcionamiento como Maestro

Aquí se controla la línea SCK, el protocolo software determinara cuando el esclavo esta en condiciones de enviar datos.

El modo maestro transmisión/recepción se inicia tan pronto como se escribe en el registro SSPBUF. Si desea solo recibir, la línea SDO puede desactivarse definiéndola como entrada, los datos presentes en la línea SDI irán entrando al registro SSPRSR a la velocidad marcada por el reloj de transferencia.

La velocidad de transferencia del modo SPI es programable entre los valores

- $F_{osc}/4$
- $F_{osc}/16$
- $F_{osc}/64$
- Frecuencia de Salida del TMR2/2

La polaridad del reloj y los flancos activos se configuran con los bits CKP y CKE. La figura 2.9 muestra el flujo de los datos para una configuración maestro.

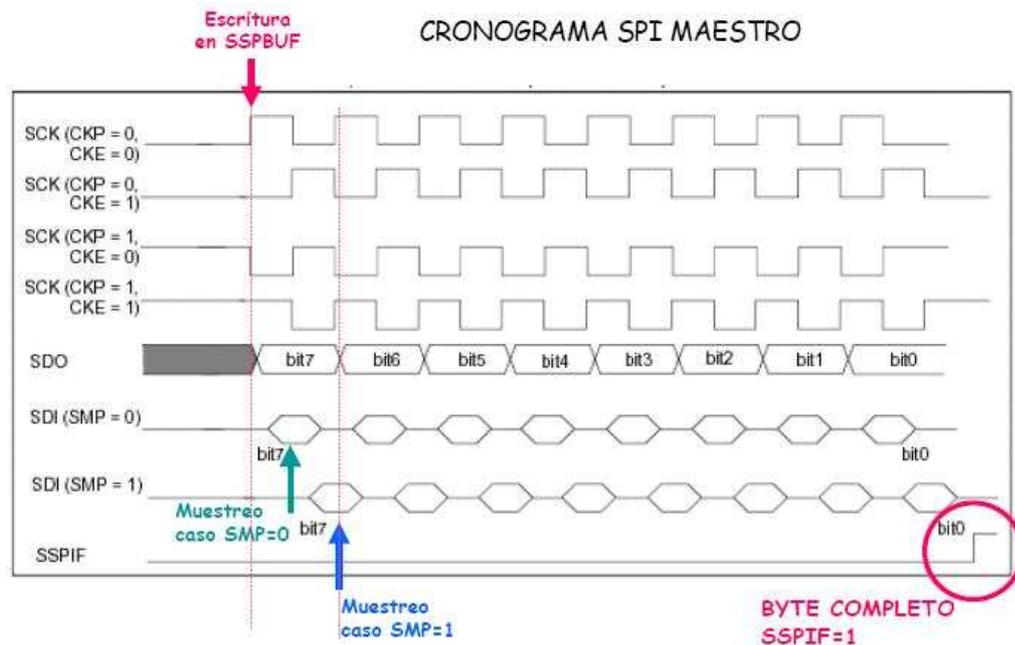


Figura 2.9 Configuración de bits MAESTRO

Funcionamiento Esclavo

En esclavo, el dato es transmitido cuando aparecen los pulsos en la entrada SCK. El muestreo de los bits de datos se realiza en la mitad de un bit en el modo esclavo. Cuando el último bit termina de ser muestreado, el flag SSPIF se pone a uno.

La polaridad del reloj y los flancos activos se configuran con los bits CKP y CKE. La señal de reloj debe cumplir las especificaciones de tiempos mínimos en los estados alto y bajo. La figura 2.10 muestra el flujo de los datos para una configuración esclavo.

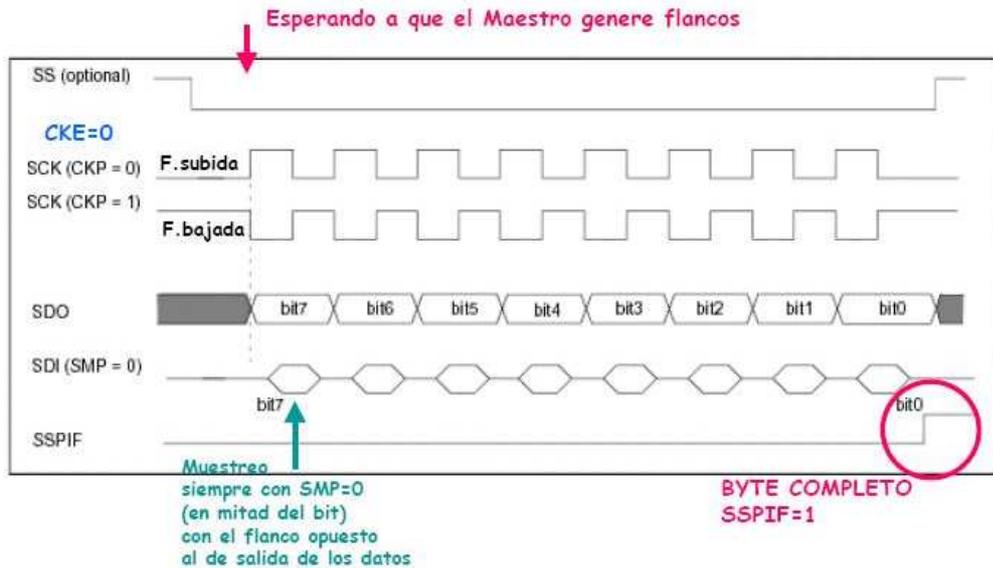


Figura 2.10 Configuración de los bits ESCLAVO

2.2 Configuración del Modulo.

2.2.1 Descripción del paquete de datos.

Como se explicará en la siguiente sección el modulo TRF puede trabajar en dos modos de transmisión de datos, los cuales son modo de Transmisión Directo y modo de Transmisión a Ráfagas.

El paquete de datos para ambos modos de transmisión, tanto por ráfagas como en modo directo esta dividido en cuatro secciones, la cuales se muestran en la figura 2.11:



Figura 2.11 Estructura de Paquete de datos RF

Preámbulo.

- Se requiere para ambos modos de transmisión.
- Es de 8 o 4 bits de longitud y depende del primer bit de datos para el modo de transmisión directo.

PREAMBLE 1st ADDR-BIT

01010101 0

10101010 1

- En el modo de transmisión a ráfagas es automáticamente añadido al paquete de datos, y es automáticamente retirado de los datos de salida del receptor, mientras que en el modo directo el preámbulo esta presente en la salida de datos del receptor.

Dirección.

- El campo de dirección se requiere solo en el modo de transmisión a ráfagas y puede ser de 8 a 40 bits de longitud. La Dirección es automáticamente removida del paquete recibido en el modo a ráfagas.
- En el modo de transmisión directa el microcontrolador debe manejar el direccionamiento.

Datos Útiles.

- Son los datos a ser transmitidos.
- En el modo de transmisión a ráfagas el tamaño de la carga útil es 256 menos los bits de dirección y menos los bits de CRC.
- En el modo de transmisión directo el tamaño de la carga útil es definido como 1Mbps para 4ms: 4000 bits menos preámbulo, dirección y CRC.

CRC

- CRC es opcional en el modo de ráfagas y no se usa en el modo directo.
- Es de 8 o 16 bits de longitud.
- CRC es retirado de los datos de salida en el receptor.

2.2.2 Modos de operación del modulo TRF2.4G.

El modulo TRF2.4G puede fijarse en tres modos de operación, los cuales son modo activo, modo de Configuración y modo de operación en Stand by. La selección de cualquiera de estos modos de operación se realiza a través del manejo de los pines CE y CS. La tabla 2.4 muestra la manera de fijar los modos de operación para TRF2.4G.

Mode	CE	CS
Active (RX /TX)	1	0
Configuration	0	1
Stand by	0	0

Tabla 2.4.- Modos de operación TRF 2.4G

2.2.2.1 Modo Activo.

En el modo de operación activo el modulo TRF2.4G opera ya sea como transmisor o receptor de datos.

Cuando opera como transmisor, se tienen a su vez dos modos de operación para la transmisión de los datos los cuales son modo de transmisión directa y modo de transmisión por ráfagas.

Para transmisión directa el microcontrolador que maneja al modulo debe sincronizarse con este a la velocidad que se desea transmitir los datos las cuales son 1Mbps o 250Kbps. Esto consume gran parte de los recursos y funcionalidad del microcontrolador, por lo cual se necesita de un microcontrolador de alta velocidad. Además, el microcontrolador debe implementar en software lo referente a preámbulos, direccionamiento, CRC, principio y fin de trama ya que el modulo actúa como un transmisor RF común.

La transmisión por ráfagas se basa en la transmisión de paquetes de datos de tamaño máximo de 256 bits. El microcontrolador se comunica con el TRF2.4G a través de SPI a una velocidad establecida por el microcontrolador, ya que el modulo almacena los datos que el microcontrolador envía a través de SPI en un buffer. Una vez que el microcontrolador indica al modulo que transmita los datos, estos son empaquetados en un bloque, se agrega información de preámbulo, de direccionamiento y bits de CRC y se envía el bloque de datos a la velocidad establecida. En el receptor, si el direccionamiento y los bits de CRC son correctos el modulo indica mediante un pin en alto que el paquete a llegado y entrega a través de la línea de datos solamente la información útil removiendo automáticamente el preámbulo, dirección y bits CRC. Este proceder desocupa el espectro de manera rápida y nos permite un re-uso de la frecuencia a través de técnicas de direccionamiento.

Por lo explicado anteriormente, se decidió ocupar el modo de transmisión a ráfagas cuyos detalles de configuración y funcionamiento se explica en la siguiente

sección. La funcionalidad u operación del modo de transmisión del dispositivo es determinada por el contenido de una palabra de configuración.

Modo de transmisión en ráfagas:

La tecnología de transmisión a ráfagas usa un chip FIFO para registrar los datos provenientes del microcontrolador a una velocidad determinada por este dispositivo, y transmitirlos a una tasa mucho más rápido, con lo cual permite una extremada reducción de potencia. Este modo no requiere un micro de alta velocidad para sincronización.

El TRF-2.4G puede ser programado o configurado usando una interfaz simple de 3 cables SPI, en donde la tasa de datos es determinado por la velocidad del microcontrolador.

a). Transmisión de Ráfagas TRF2.4G.

Pines de interface con el microcontrolador: CE, CLK1, DATA

1. Cuando el microcontrolador tiene datos para enviar, setea CE en alto. Esto activa el procesamiento de datos interno del TRF - 2.4G.

2. La dirección del nodo receptor (dirección de RX) y la datos de carga útil son registrados en el TRF - 2.4G. El protocolo de aplicación o el microcontrolador establece la velocidad < 1Mbps.

3. El microcontrolador pone CE en bajo, esto activa el modo de transmisión de ráfagas del TRF-2.4G.

4. Modo de transmisión a ráfagas del TRF-2.4G.

- La fase inicial de transmisión RF es encendida.

- Se completa el paquete, esto se hace añadiendo un preámbulo y el cálculo CRC.
- Los datos son transmitidos a alta velocidad.
- TRF vuelve a stand-by cuando el proceso termina.

La figura 2.12 muestra el Flujograma seguido para la transmisión de datos a ráfagas del TRF2.4G.

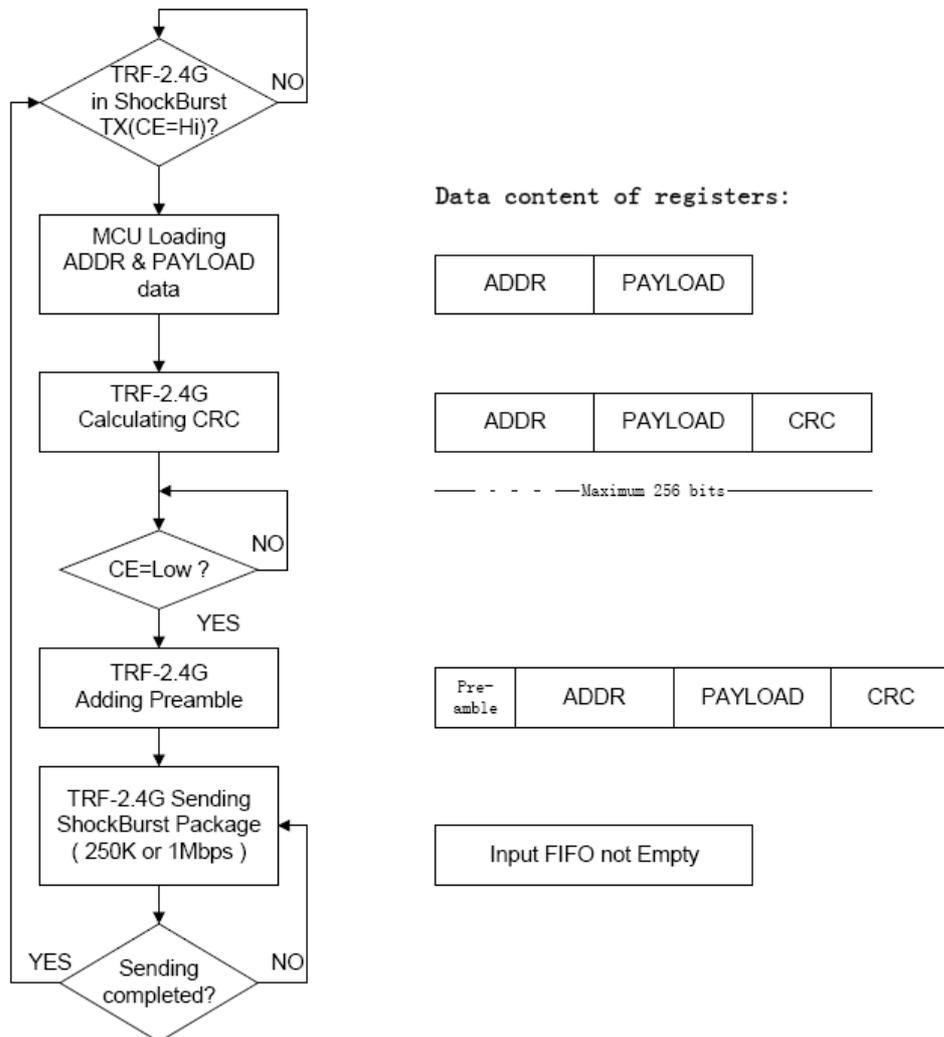


Figura 2.12 Flujograma de Transmisión de datos a Ráfagas TRF 2.4G

b). Recepción de Ráfagas TRF-2.4G.:

Pines de interface con el microcontrolador: CE, DR1, CLK1 y DATA. Un canal de Rx recibe.

1. La dirección correcta y el tamaño de carga útil de los paquetes que ingresan vía RF son seteados cuando el TRF-2.4G es configurado como ShockBurst RX.
2. Para activar el modo Rx setear CE en alto.
3. Después de 200us de seteo, el TRF - 2.4G está monitoreando el aire para la comunicación entrante.
4. Cuando un paquete valido ha sido recibido, es decir la dirección correcta y el CRC valido, el TRF-2.4G remueve el preámbulo, la dirección y los bits de CRC.
5. El TRF-2.4G notifica (interrumpe) al microcontrolador seteando el pin DR1 en alto.
6. El microcontrolador puede o no setear CE en bajo para deshabilitar el procesador frontal de RF (modo de baja corriente).
7. El microcontrolador registrara solo la carga útil de datos a una tasa apropiada.
8. Cuando todos datos de carga útil son recuperado TRF - 2.4G pone DR1 en bajo otra vez, y está listo para el nuevo paquete de datos entrante si CE esta seteado en alto durante la descarga de datos.

La figura 2.13 muestra el Flujograma seguido para la recepción de datos a ráfagas en el TRF2.4G.

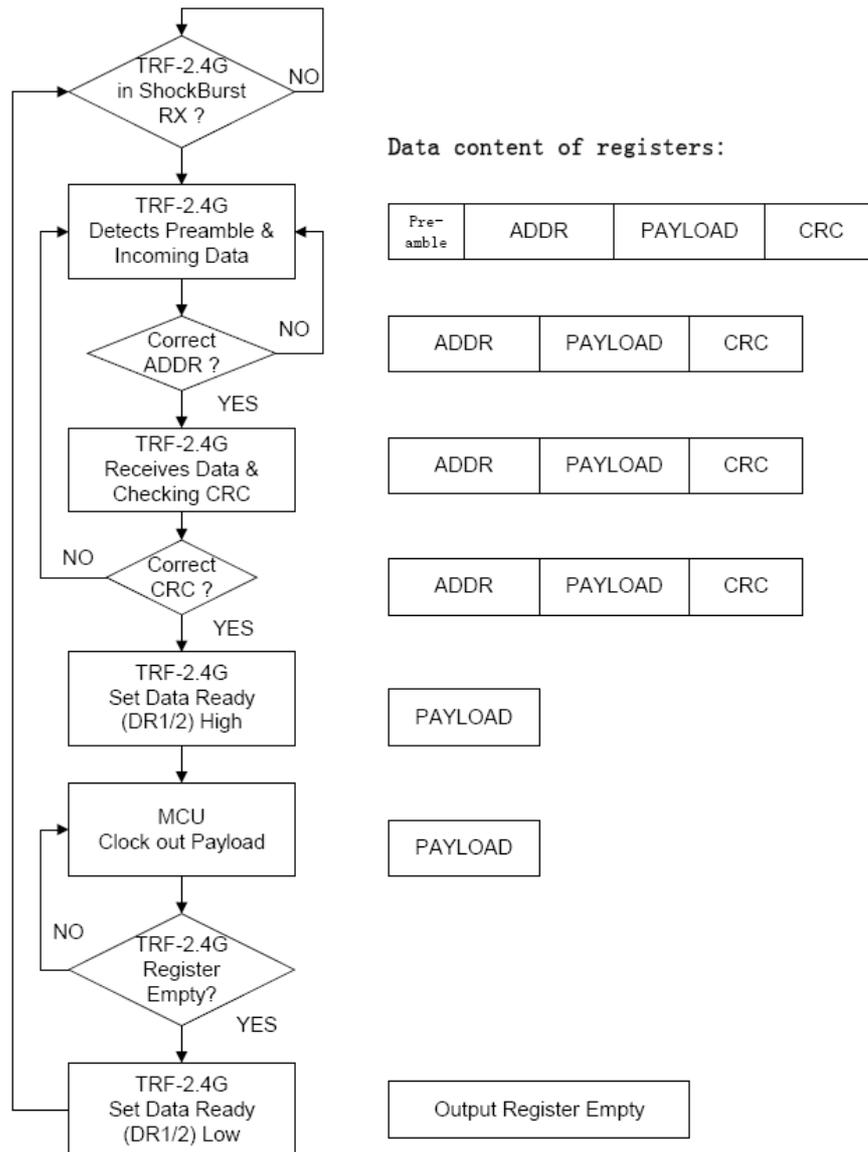


Figura 2.13 Flujograma de Recepción de datos a Ráfagas TRF 2.4G

Modo de configuración.

Toda la configuración del TRF-2.4G es realizada a través de una interfaz de tres cables a un único registro de configuración. Esta palabra de configuración puede ser de hasta 15 bytes de largo para el modo en ráfagas y hasta 2 bytes de longitud para modo directo.

Configuración para el modo de operación en ráfagas.

La palabra de configuración para transmisión a ráfagas permite al TRF-2.4G manejar el protocolo RF. Una vez que el protocolo es completado y cargado dentro del TRF-2.4G solamente 1 byte (bits del 7 al 0) necesitan ser actualizados durante la operación real.

Los bloques dedicados a la configuración son:

Ancho de la sección de carga útil.- Especifica el número de bits de carga útil en un paquete RF. Esto permite al TRF-2.4G distinguir entre los datos de carga útil y los bytes de CRC en el paquete recibido.

Ancho de la dirección.- Setea el número de bits usados para direccionamiento en el paquete RF. Esto permite que el TRF-2.4G distinga los datos entre dirección y carga útil.

Dirección (Canal 1 y 2 en Rx): Dirección de destino para los datos recibidos.

En el modo Tx, el microcontrolador debe generar una dirección y una sección de carga útil que se ajuste a la configuración del TRF-2.4G que va a recibir los datos.

CRC.- Permite la generación y decodificación de CRC del módulo.

Cuando se use la característica de CRC incorporada en el módulo se debe asegurar que el CRC esté activado en ambos dispositivos, tanto en el transmisor como en el receptor y que además tengan la misma longitud.

En la figura 2.14 se muestran los campos de la palabra de configuración del TRF2.4G.

Configuration Word overview

	Bit position	Number of bits	Name	Function
ShockBurst configuration	143:120	24	TEST	Reserved for testing
	119:112	8	DATA2_W	Length of data payload section RX channel 1
	111:104	8	DATA1_W	Length of data payload section RX channel 1
	103:64	40	ADDR2	Up to 5 bytes address for channel 2
	63:24	40	ADDR1	Up to 5 bytes address for channel 1
	23:18	6	ADDR_W	Number of address bits(both RX channels)
	17	1	CRC_L	8 or 16 bits CRC
	16	1	CRC_EN	Enable on-chip CRC generation/checking
General device configuration	15	1	RX2_EN	Enable two channel receive mode
	14	1	CM	Communication mode (Direct or ShockBurst)
	13	1	RFDR_SB	RF data rate (1Mbps requires 16MHz crystal)
	12:10	3	XO_F	Crystal frequency (Factory default 16MHz crystal mounted)
	9:8	2	RF_PWR	RF output power
	7:1	7	RF_CH#	Frequency channel
	0	1	RXEN	RX or TX operation

Figura 2.14.- Palabra de Configuración TRF 2.4G

2.2.2.2 Modo Stand-by

Es usado para reducir el consumo medio de corriente manteniendo el contenido de la palabra de configuración del dispositivo.

2.2.2.3 Modo Power Down.

En este modo el módulo es deshabilitado. Es usado para minimizar el consumo de corriente del dispositivo alargando las horas de uso de una batería, de la misma manera que el modo Stand-by el contenido de la palabra de configuración se mantiene. Solamente cuando se retira la alimentación al dispositivo la palabra de configuración se borra.

2.2.3 Parámetros para la comunicación.

2.2.3.1 Descripción Detallada de la Palabra de Configuración.

Los bits de la palabra de configuración para el TRF 2.4G se dividen de acuerdo a la función que realizan de la siguiente manera:

- Bits de configuración general: bits 15:0.
- Configuración de transmisión a ráfagas: bits 119:16
- Configuración de prueba: bits 143:120

En la figura 2.15 se presenta los diferentes registros que conforman la palabra de configuración del TRF2.4G.

MSB	TEST							
D143	D142	D141	D140	D139	D138	D137	D136	
Reserved for testing								
1	0	0	0	1	1	1	0	Default

MSB	TEST															
D135	D134	D133	D132	D131	D130	D129	D128	D127	D126	D125	D124	D123	D122	D121	D120	
Reserved for testing														Close PLL in TX		
0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	Default

DATA2 W								
D119	D118	D117	D116	D115	D114	D113	D112	
Data width channel#2 in # of bits excluding addr/crc								
0	0	1	0	0	0	0	0	Default

DATA1 W								
D111	D110	D109	D108	D107	D106	D105	D104	
Data width channel#1 in # of bits excluding addr/crc								
0	0	1	0	0	0	0	0	Default

ADDR2												
D103	D102	D101	D71	D70	D69	D68	D67	D66	D65	D64	
Channel#2 Address RX (up to 40bit)												
0	0	0	...	1	1	1	0	0	1	1	1	Default

ADDR1												
D63	D62	D61	D31	D30	D29	D28	D27	D26	D25	D24	
Channel#1 Address RX (up to 40bit)												
0	0	0	...	1	1	1	0	0	1	1	1	Default

ADDR W						
D23	D22	D21	D20	D19	D18	
Address width in # of bits (both channels)						
0	0	1	0	0	0	Default

CRC			
D17	D16		
CRC Mode 1 = 16bit, 0 = 8bit		CRC 1 = enable; 0 = disable	
0	1		Default

RF-Programming														LSB		
D15	D14	D13	D12	D11	D10	D9	D8	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	
Two Ch.	BUF	OD	XO Frequency		RF Power		Channel selection						RXEN			
0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	1	0	0	Default

Figura 2.15.- Registros que conforman la palabra de configuración TRF 2.4G

El bit MSB debe ser cargado primero en el registro de configuración.

2.2.3.2 Palabra de Configuración para Transmisión a ráfagas.

La sección B(119:16) contiene los segmentos del registro de configuración dedicados al protocolo operación a ráfagas. Después de que se conecta la fuente, la configuración en ráfagas es realizada una vez y permanece seteada mientras esté presente Vcc. Durante la operación solamente el primer byte necesita ser cambiado, para el seleccionar el canal de frecuencia y cambio entre Rx/Tx.

Los registros asociados con la configuración del dispositivo se explican a continuación.

DATA_x_W

Configura el número de bits de carga útil del paquete. Se presenta en la figura 2.16.

DATA2_W							
119	118	117	116	115	114	113	112

DATA1_W							
111	110	109	108	107	106	105	104

Figura 2.16.- Registro de configuración DATA_x_W TRF 2.4G

- Bits 119 – 112: Longitud de carga útil del paquete RF para canal receptor 2.
- Bits 111 – 104: Longitud de carga útil del paquete RF para canal receptor 1.

El número total de bits de un paquete en modo de transmisión de ráfagas no puede exceder de 256, por lo cual la longitud máxima de la carga útil esta dada por:

$$\text{DATAx_W(bits)} = 256 - \text{ADDR_W} - \text{CRC}$$

Donde:

- ADDR_W: longitud de la dirección de Rx seteada en la palabra de configuración bits de 23 – 18.
- CRC: 8 o 16 bits seteados en la palabra de configuración bit 17
- PRE: preámbulo, 4 o 8 bits que son automáticamente añadidos.

ADDRx.

Configura la dirección del canal receptor. Se observa en la figura 2.17

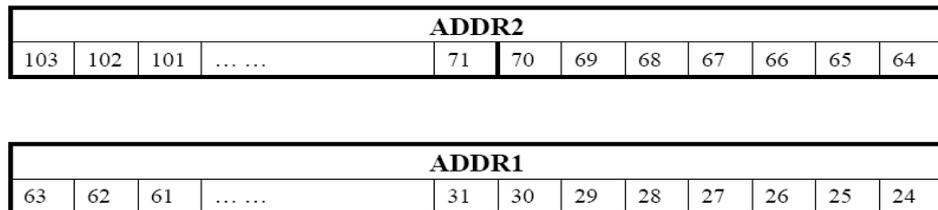


Figura 2.17.- Registro de configuración ADDR_W TRF 2.4G

- Bits del 103 – 64.- ADDR2: Dirección del canal receptor 2, hasta 40 bit.
- Bits del 63 – 24.- ADDR1: Dirección del canal receptor 1, hasta 40 bit.

ADDR_W& CRC

Configura el número de bits reservados para direccionamiento así como la habilitación y numero de bits usados para CRC. Se observa en la figura 2.18.

ADDR_W						CRC_L	CRC_EN
23	22	21	20	19	18	17	16

Figura 2.18.- Registro de configuración ADDR_W&CRC TRF 2.4G

- Bits del 23 – 18.- ADDR_W: Numero de bits reservados para la dirección de Rx en modo ráfaga.
- Bit 17.- CRC_L: Longitud del CRC a ser calculado por el modulo.
 - Logic 0: 8 bit CRC
 - Logic 1: 16 bit CRC
- Bit: 16.- CRC_EN: Habilita la generación de CRC incorporada para Tx y verificación Rx.
 - Logic 0: On-chip CRC generation/checking disabled
 - Logic 1: On-chip CRC generation/checking enabled

2.2.3.3 Palabra de Configuración General.

Esta sección de la palabra de configuración maneja la parte de RF y los parámetros relacionados con el dispositivo. Se presenta en la figura 2.19.

RX2_EN	CM	RFDR_SB	XO_F			RF_PWR	
15	14	13	12	11	10	9	8

Figura 2.19 Palabra de configuración General TRF 2.4G

- Bit 15.- TX2_EN:
 - Logic 0: un canal de recepción.
 - Logic 1: dos canales de recepción.

En el caso de dos canales de recepción, el TRF-2.4G recibe en dos canales de frecuencia separados simultáneamente. La frecuencia de recepción del canal 1 es fijada en la palabra de configuración mientras que la del canal 2 es siempre 8 MHz mayor a la del canal 1.

- Bit 14.- Modo de comunicación:
 - Logic 0: TRF - 2.4G opera en el modo directo.
 - Logic 1: TRF - 2.4G opera en el modo de ShockBurst
- Bit 13.- Taza de datos RF:
 - Logic 0: 250 Kbps
 - Logic 1: 1 Mbps

Utilizar 250 Kbps envés de 1Mbps mejora la sensibilidad del receptor por 10 dB. 1 Mbps requiere cristal de 16MHz.

- Bit 12-10.- XO_F: Selecciona la frecuencia del cristal a ser usada. Se presenta en la figura 2.20.

XO FREQUENCY SELECTION			
D12	D11	D10	Crystal Frequency (MHz)
0	1	1	16
Factory default: 16MHz Crystal is used inside module			

Figura 2.20 Configuración de oscilador interno TRF 2.4G

- Bit 9-8.- RF_PWR: Fija la potencia de salida en el modo de transmisión. Se presenta en la figura 2.21.

RF OUTPUT POWER		
D9	D8	P (dBm)
0	0	-20
0	1	-10
1	0	-5
1	1	0

Figura 2.21 Configuración de potencia de salida TRF 2.4G

Canal de RF y dirección:

Nos permite seleccionar el canal de frecuencia sobre el cual se va a operar. Se presenta en la figura 2.22.

RF_CH#							RXEN
7	6	5	4	3	2	1	0

Figura 2.22 Configuración de canal de frecuencia y modo activo TRF 2.4G

- Bit 7 – 1.- RF_CH#: Fija el canal de frecuencia sobre el cual esta operando el modulo.

El canal de frecuencia en el transmisor esta dado por:

$$\text{Canal RF} = 2400\text{MHz} + \text{RF_CH\#} * 1.0\text{MHz}$$

RF_CH #: Puede ser fijado entre 2400MHz y 2524MHz.

- Bit 0.- Fija el modo activo de operación:
 - Logic 0: modo de transmisión
 - Logic 1: modo de recepción

2.2.4 Direccionamiento.

El direccionamiento que se aplicará es el que viene incorporado en el modulo, tomando ocho bits para el direccionamiento lo cual permite manejar hasta 256 equipos, que para el presente caso y aplicación es suficiente. Cabe señalar que el número mínimo de bits para el direccionamiento es de 8. En cuanto a los canales de frecuencia se buscara un canal dentro de los 125 disponibles, los cual no tenga interferencia con equipos que estén en uso.

De esta manera cada uno de los modulo tendrá su propio canal de frecuencia y su propia dirección y se hará referencia a esta para la comunicación con el modulo central. La comunicación desarrollada será unidireccional entre modulo adquisitor y la base. La base seleccionara el modulo del cual receptara los datos configurando los valores de canal de frecuencia y dirección para una única comunicación a la vez. Esto se hace con el objetivo de evitar las interferencia que se darían en un mismo canal en el caso de que los dos módulos estén prendidos y enviando datos al mismo tiempo. La administración de la comunicación estará a cargo de la base la cual seleccionara mediante direccionamiento al único modulo de adquisición del cual recibirá datos.

CAPITULO 3

IMPLEMENTACIÓN DEL MODULO PARA MONITOREO INALÁMBRICO DE TARJETAS DE ADQUISICIÓN DE DATOS APLICADO EN ELECTROCARDIOGRAFÍA

3.1 ADQUISICIÓN Y DIGITALIZACIÓN DE LA SEÑAL ECG

3.1.1 Adquisición y amplificación de la señal ECG

En el presente proyecto de tesis se diseñará y construirá un monitor ECG inalámbrico básico de seis derivaciones sobre el plano frontal, las cuales son I, II, III, aVL, aVR, aVF al cual lo llamaremos monitor cardiaco # 1, y un monitor ECG de una derivación la cual es II, el mismo que lo denominamos monitor cardiaco # 2. Como el proceso de diseño es idéntico, únicamente explicaremos el proceso de diseño del monitor cardiaco # 1 y el anterior criterio se aplicará para el segundo módulo, con una sola diferencia que el segundo módulo únicamente tiene una derivación.

Con el objetivo de minimizar el hardware necesario para la adquisición de las señales se ha decidido medir físicamente solamente dos de seis derivaciones y a través del software que se diseñará, en la posterior etapa se calculará los cuatro restantes en base a relaciones matemáticas usadas para estos propósitos, mismos que se detallan a continuación.

Medidas las derivaciones bipolares I y II las cuatro restantes se obtendrán a través de:

$$III = II - I$$

$$aVL = \frac{I - III}{2}$$

$$aVR = -\frac{I + II}{2}$$

$$aVF = \frac{II + III}{2}$$

La obtención de dichas formulas se las detalla en el anexo A.

Una vez obtenidas las señales a través de un medidor de amplitud diferencial, se procede a limitarlas en frecuencia a través de un filtrado pasa banda, cuyas frecuencias de corte las detallaremos más adelante en el proceso de diseño de cada etapa de acuerdo a los estándares que se aplican en electromedicina. A continuación se procede a la amplificación de la señal obtenida y limitada en frecuencia a rangos recomendados por los estándares aplicados en electrocardiografía. Como pasos adicionales se realizara un acondicionamiento de esta señal a los niveles de tensión máximos que acepta el conversor analógico-digital del microcontrolador para el posterior tratado de la señal.

3.1.1.1 Partes que conforman el Circuito de Adquisición.

El circuito de adquisición de la señal cardiaca se encuentra conformado por varios bloques de circuitos en configuraciones determinadas para este propósito, los cuales se detallan a continuación.

Circuito de Protección contra desfibrilador.

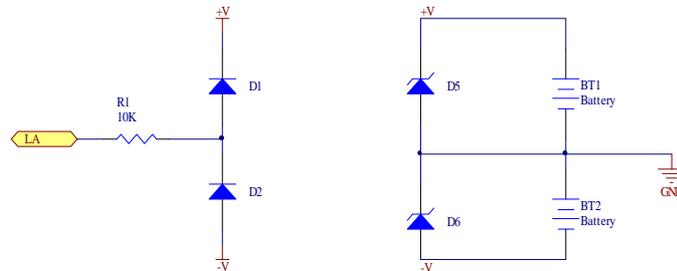


Figura 3.1 Circuito de protección contra desfibrilador.

Es el circuito de la figura 3.1, el mismo que es estandarizado y se usa para protección del equipo electrocardiografico, en el caso de que el mismo no sea retirado durante un proceso de desfibrilación. El valor del voltaje de un desfibrilador comercial está alrededor de los 8KV con una duración aproximada de 6ms. El valor de la resistencia de 10KΩ a 2W no se debe a la cantidad de corriente que circulara por la resistencia ni por calor que la misma desarrollarla, sino más bien por la separación entre terminales que evitan que se produzca arco eléctrico a causa del elevado voltaje⁵.

El valor de corriente que circularía entre cualquier par de electrodos sometidos al procedimiento se desfibrilación se calcula como:

$$8Kv = 2I_{DESF}10K\Omega + 2V_{D1ODO} + 2V_{Fuente}$$

$$8Kv = 2I_{DESF}10K\Omega + 2(0.7v) + 2(9v)$$

Lo cual da una corriente de desfibrilación de 400mA.

⁵ Recomendación Ing. Leonel Pérez. Universidad del Azuay, Cátedra de Electromedicina

Amplificador de aislamiento.

El circuito de la figura 3.2, es una configuración en cual la impedancia de ingreso es muy elevada en el orden de los megohmios, por lo cual extrae una corriente despreciable de la fuente de señal. Como resultado el voltaje de salida es igual al voltaje de entrada. De esta manera se logra aislar la fuente que genera la señal de la parte que realiza la medición.

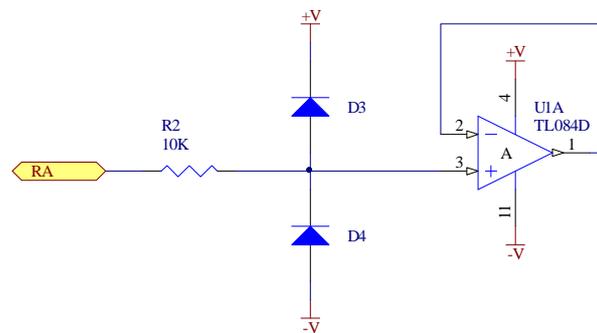


Figura 3.2 Amplificador de aislamiento.

Este tipo de amplificador se conoce también como seguidor de voltaje, seguidor de fuente, amplificador de ganancia unitaria o aislador o buffer.

Amplificador de Instrumentación.

En el desarrollo de la primera parte de este capítulo, se requiere de un circuito medidor diferencial de amplitud, que de ahora en adelante se llamará amplificador de instrumentación, ya que las señales bipolares de las derivaciones I y II son obtenidas como la diferencia de voltaje entre dos electrodos ubicados en partes específicas del cuerpo. Consta básicamente de un amplificador acoplado con un amplificador diferencial de ganancia unitaria. La resistencia R_{var} es variable con el objeto de balancear los voltajes en modo común que se presenten, mientras que para el control de ganancia de varia la resistencia ajustable R7, como se puede apreciar en la figura 3.3.

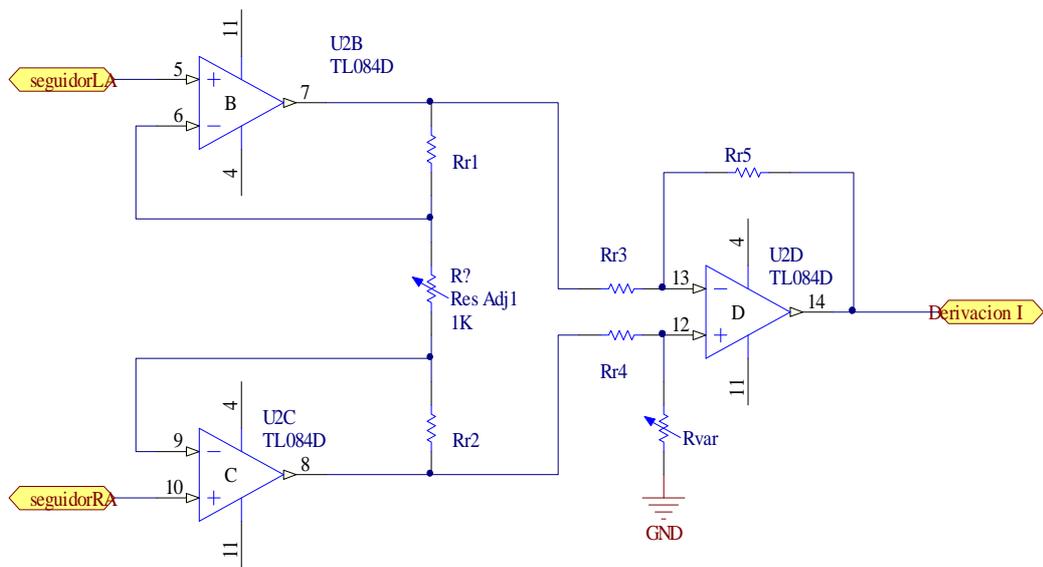


Figura 3.3 Amplificador de instrumentación.

Las características principales de esta configuración son:

- La ganancia de voltaje desde la entrada diferencial a la salida simple se define por medio de una sola resistencia.
- La resistencia de ingreso de las dos entradas es muy alta y no cambia aunque se varié la ganancia.
- El voltaje de salida no depende del voltaje común en ambos ingresos sino únicamente de la diferencia entre los dos.

La relación de rechazo al voltaje en modo común, conocida también como CMRR (Common-Mode Rejection Ratio) es una característica de un amplificador diferencial que permite captar y amplificar una señal pequeña que se presenta junto con una señal de ruido mucho mas grande.

Circuito de Pierna Derecha.

En esta configuración presentada en la figura 3.4 se promedian los ingresos de los tres puntos en donde es adquirida la señal, los cuales son brazo derecho, brazo izquierdo y pierna izquierda a través de un promediador inversor, las cuales luego son amplificadas a través del operacional no inversor y son nuevamente inyectadas al paciente a través de la pierna derecha.

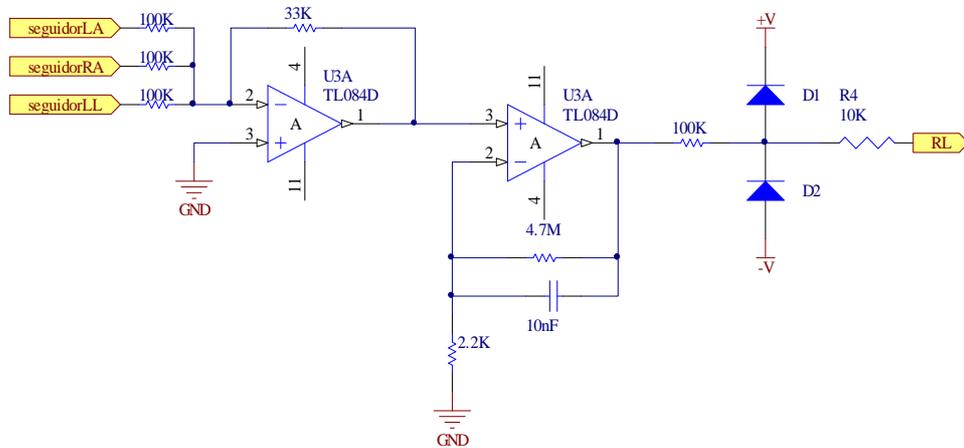


Figura 3.4 Circuito de pierna derecha.

Esta configuración de manejador de pierna derecha es de utilidad en la disminución de ruido en modo común que se introduce en la adquisición a pesar de que el amplificador de instrumentación tenga un alto CMRR. En el anexo A se detalla el cálculo de los valores de los elementos que conforman el circuito

Amplificador no Inversor.

En esta configuración del amplificador operacional vista en la, figura 3.5 el voltaje de salida tiene la misma polaridad que el voltaje de entrada pero una amplitud mayor, la cual viene determinada por la siguiente formula.

$$G = 1 + \frac{R_f}{R_1}$$

La ganancia del amplificador no inversor siempre es mayor que 1 y su resistencia de entrada es muy elevada y por lo general excede los 100MΩ.

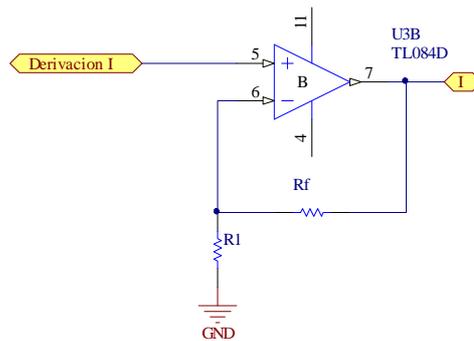


Figura 3.5 Amplificador no Inversor.

Filtros.

Serán los encargados de limitar las componentes de frecuencia de la señal electrocardiografica a una banda limitada de frecuencia que se definirá más adelante en los requerimientos de diseño en base a las normas aplicadas en electromedicina. Básicamente es un filtro pasa banda formado por un filtro pasa alto y un filtro pasa bajo formados por redes RC.

La frecuencia de corte se calcula en base a la formula:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

Como se mencionó anteriormente este tipo de circuitos están conformados por elementos pasivos como capacitores y resistencias los mismos que se pueden apreciar en la *figura 3.6*.

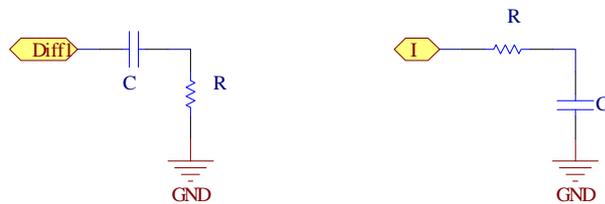


Figura 3.6 Filtro Pasa alto y Pasa bajo.

Recuperador de línea de base.

El circuito de la figura 3.7 consta de una compuerta analógica que se conecta entre la salida del filtro pasa alto y tierra. Tiene como propósito el restablecimiento de la línea de base del registro ECG cuando existen artefactos como el movimiento del paciente o movimiento de los electrodos⁶. Esta compuerta se controlara a través del microcontrolador.

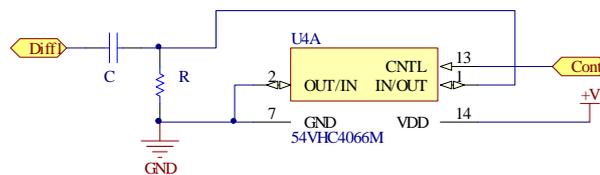


Figura 3.7 Circuito recuperador de línea de base

⁶ Recomendación Ing. Leonel Pérez. Universidad del Azuay, Cátedra de Electromedicina

Amplificador inversor.

En esta configuración del amplificador operacional de la figura 3.8, el voltaje de salida tiene polaridad contraria al voltaje de entrada y amplitud diferente, la cual viene determinada por la siguiente formula.

$$G = -\frac{R_f}{R_1}$$

La ganancia de este amplificador puede ser menor o mayor que uno, lo que lo hace especialmente útil cuando se requiere para atenuar la amplitud de una señal. La resistencia de ingreso de este amplificador viene determinada por R_1 .

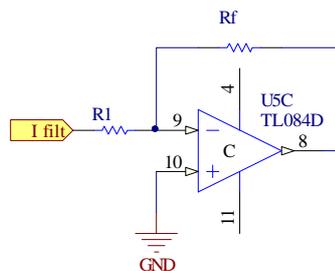


Figura 3.8 Amplificador Inversor.

Sumador inversor.

En la configuración de la figura 3.9, el voltaje de salida es igual a la suma de los voltajes de entrada pero con polaridad opuesta. Es de gran utilidad cuando se requiere sumar señales o adicionar offset a una señal determinada.

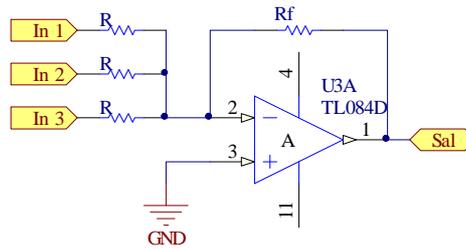


Figura 3.9 Sumador Inversor.

El voltaje de salida viene determinado por:

$$V_o = -\left(\frac{E_1}{R_1} + \frac{E_2}{R_2}\right) R_f$$

3.1.2 Homologación Del Circuito De Adquisición De Acuerdo A Los Estándares Aplicados En Electro Medicina.

Existen diferentes tipos de estándares dentro del campo de la electromedicina, algunos de los cuales son recomendaciones de diseño que no son obligatorios en cuanto a su cumplimiento y otros que son de obligatorio cumplimiento para su aprobación y utilización como las seguridades y protecciones eléctricas para el paciente.

En este caso se ha decidido tomar las recomendaciones de diseño de AAMI para el cálculo de cada una de las etapas que conforman el circuito de adquisición de la señal cardiaca debido a que estas normas se consideran un recurso importante en las directrices de la salud y su cumplimiento a sido adoptado por organizaciones reguladoras que inspeccionan las instalaciones de salud. Las recomendaciones de seguridad de los equipos electromedicos son obligatorias en cuanto a su cumplimiento y se define los requerimientos básicos de seguridad para el paciente. Se ha tomado la

norma IEC con el objetivo de evitar que cualquier circuito eléctrico o electrónico defectuoso afecte al paciente.

La norma AAMI (The Association for the Advancement of Medical Instrumentation) Asociación para el Avance de la Instrumentación Médica, es una organización que desarrolla recomendaciones prácticas y estándares para los constructores y diseñadores de equipos médicos que incluyen estándares para etiquetado, colores, seguridad y rendimiento que deben cumplir los equipos que se producen. Todos los estándares y prácticas recomendadas de la AAMI son de aplicación voluntaria. La aplicación del estándar o práctica recomendada queda sujeta exclusivamente al criterio y al juicio profesional del usuario del documento.⁷

Las recomendaciones de diseño de la AAMI estipulan:

Respuesta en Frecuencia

La respuesta del instrumento debe ser plana dentro del rango de frecuencia de 0.14 a 25 Hz, y la respuesta a una señal senoidal de amplitud constante se debe extender hasta los 100 Hz con una caída no menor a 3dB.

Impedancia de Entrada.

La impedancia de entrada entre cualquier electrodo y tierra debe ser mayor a 5 Mega ohmios. Este valor es adecuado para obtener una señal sin distorsión, siempre y cuando el valor de la impedancia entre la piel y el electrodo sea menor a 30 ohmios.

⁷ Tomado de ANSI/AAMI PB70:2003/(R)2009.

Rango dinámico de entrada.

El electrocardiógrafo debe ser capaz de responder a voltajes diferenciales de 0.5 y 10 mVpp.

Ganancia.

El equipo debe contar con tres valores de ganancia los cuales son de 5, 10 y 20 mm/mV que corresponden a ganancias de 500, 1000 y 2000 respectivamente.

Relación de Rechazo en Modo Común.

Cuando todos los electrodos estén conectados a una fuente de 120 Vrms a 60Hz a través de un capacitor de 22pF deberá causar una deflexión menor a 20mmpp. Esto equivale a tener un CMR de 100 dB aproximadamente a dicha frecuencia.

Protección del Paciente.

Se debe proteger al paciente u operador de flujos de corriente mayores a 20 uA de cualquier electrodo a tierra física, con una tensión de prueba de 120V a 60 Hz, por medio de un sistema de aislamiento o el uso de baterías.

En cuanto a las recomendaciones de seguridad se ha adoptado la norma IEC 60601-1 Medical Electrical Equipment – General Requirements for Safety. Los criterios de seguridad eléctrica en esta norma son los más comúnmente aplicados internacionalmente. La mayoría de los países han adoptado o adaptado los requerimientos de la IEC⁸. Las pruebas de seguridad eléctrica establecidas en esta norma verifican que el equipo está en correspondencia con las regulaciones y

⁸ Procedimiento de inspección y mantenimiento preventivo. Seguridad eléctrica de los equipos electromedicos.

requerimientos de seguridad establecidos por IEC para el cuidado de la salud de los pacientes. Entre otras fallas se presentan las corrientes de fuga, mal aislamiento de conductores, problemas que se pueden prevenir con pruebas de seguridad eléctrica y calibraciones de los equipos con lo que se garantiza la seguridad durante los procedimientos de diagnóstico y tratamiento de los pacientes como también la seguridad del personal⁹.

Los requerimientos de seguridad de IEC estipulan:

Cuatro clases de pruebas de seguridad eléctrica básica son definidas por la IEC y estas incluyen.

- Verificación de Tierra de Protección.
- Rigidez Dieléctrica.
- Alta resistencia.
- Fugas de corriente.

Verificación de Tierra de Protección.

La prueba de verificación de tierra pasa 25 amperios desde la línea conectada a tierra física (alambre de tierra) hacia el chasis del equipo, para asegurar una conexión de tierra-chasis robusta, y mide el voltaje entre la fuente de corriente y el chasis. La resistencia del sistema de tierra debe ser menor que 0.1 ohms para una línea desmontable y menor que 0.2 ohms para una línea fija. Esta resistencia será calcula en base a la siguiente formula.

$$R = \frac{V}{25} \Omega$$

⁹ Fundamentos para el diseño de la prueba de seguridad eléctrica para Equipo biomédico con base en la norma ntc-ISO-IEC-60601-1.

Rigidez Dieléctrica.

La prueba de rigidez dieléctrica aplica alto voltaje AC o DC al ingreso de la línea de alimentación eléctrica para asegurar que no ocurra una ruptura dieléctrica o un arco eléctrico entre tierra y la línea de alimentación de energía con los dos terminales de alimentación unidos, es decir el voltaje se aplica entre estos dos conductores empalmados y tierra. La norma IEC60601-1 requiere que el equipo soporte 1250 VRMS a 60 Hz por 1 minuto. Amplificadores de aislamiento médico fácilmente exceden este valor, por ejemplo el IA175 IsoA está diseñado para soportar 3000 Vp a 60 Hz.

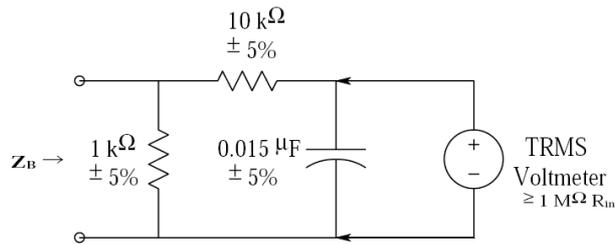
Alta resistencia.

La prueba de resistencia de aislamiento es una prueba volt-amperométrica de aislamiento usando una fuente DC de alto voltaje, en la cual se aplica un voltaje de 1000 Vdc a los pines de alimentación común de los amplificadores operacionales y se mide la corriente de estado estacionario hacia el neutro de la fuente de alimentación aislada. Esta corriente debe ser menor que 1 nA.

Fugas de corriente.

En cuanto a las pruebas de fuga de corriente, existen cuatro tipos definidos por la IEC y estos son:

Fuga a tierra.- Es la prueba más común, y es básicamente la corriente de retorno que fluye a través de la conexión de tierra del cable de alimentación. Esto se mide abriendo la conexión a tierra, insertando un circuito que simula la impedancia del cuerpo humano como el visto en la figura 3.10, y se mide el voltaje con un medidor de voltaje de valor RMS verdadero.



The IEC body phantom impedance model defined by the IEC60601-1 standard.

Figura 3.10 Circuito Equivalente Impedancia Cuerpo Humano.

Fuga de paciente.- Es la corriente que circula desde las partes aplicables hacia tierra a través del paciente o desde el paciente a tierra a través de una parte aplicable.

Fuga auxiliar de paciente.- Es la corriente que fluye en el paciente en uso normal entre las partes aplicadas y que no están destinadas a producir un efecto fisiológico.

Fuga por toque de chasis.- La prueba de fuga de corriente hacia el chasis simula el efecto de una persona que toca partes metálicas expuestas de un producto y determina si dichos niveles de corriente que llegarían a circular por el cuerpo de la persona se encuentran o no debajo del nivel de seguridad. Esto se lo realiza energizando el producto a probar, entonces se miden las fugas de corriente de cualquier parte metálica expuesta en el chasis en varias condiciones de fallo como por ejemplo una falla de tierra. Como en el primer caso se usa el circuito equivalente que simula la impedancia del cuerpo humano. Los valores para estas corrientes de fuga se muestran en la figura 3.11.

Leakage Current Limits for Three Standards

Leakage Type	UL544	UL2601-1	IEC60601-1
Earth leakage	300 μ A	300 μ A	1 mA
Enclosure leakage	300 μ A	300 μ A	500 μ A
Patient leakage (auxiliary)	10 μ A input 20 μ A at end of cable	50 μ A	50 μ A

Note: Units cannot be certified by UL544 after 1/1/03 ; UL certification expires after 1/1/05. UL2601-1 and IEC60601-1 should be used for all new designs of medical electronic equipment.

Figura 3.11 Niveles de Corrientes de Fuga permitidos.

3.1.2.2 Requerimientos de diseño.

De acuerdo a los estándares antes detallados se tienen los siguientes requerimientos de diseño para que el equipo pueda ser homologado de acuerdo a estos estándares:

Ancho de banda.

De acuerdo a AAMI el ancho de banda del equipo debe estar entre los 0.14 y 100 Hz, pero se lo toma con un ancho de banda superior el cual está entre 0.05 a 150 Hz basados en que en la mayoría la bibliografía consultada en la investigación lo recomienda para que el equipo pueda ser útil en pruebas de esfuerzo o en equipos ambulatorios en futuras aplicaciones.

Para cumplir con este requerimiento se fijo el filtro pasa alto en una frecuencia de 0.048Hz y el filtro pasa bajo en una frecuencia de 149.02Hz. Estos son los valores más cercanos que se pueden obtener con valores de resistencia y capacitancia comerciales vistos en el esquema de la figura 3.12.

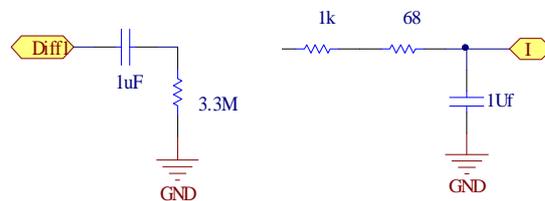


Figura 3.12 Filtros limitadores de banda implementados.

Impedancia de Ingreso.

AAMI recomienda valores de impedancia de ingreso al sistema de medición mayor a $5M\Omega$, para lo cual decidimos implementar amplificadores de aislamiento entre el paciente y el amplificador de instrumentación basados en amplificadores operacionales constituidos por FET como lo es el TL084. La impedancia de ingreso de estos amplificadores operacionales esta en el rango de $10^{12} \Omega$ lo cual ampliamente supera lo mínimo establecido en la norma. En el anexo A se incluye la hoja técnica de datos del TL084.

Rango Dinámico de Entrada y Ganancia.

AAMI recomienda que el equipo responda a variaciones diferenciales entre 0.5 y 10 mVpp y que se disponga de valores de ganancia de 500, 1000 y 2000, para lo cual se lo implementa a un amplificador de instrumentación diseñado para aplicación ECG y aplicaciones biomédicas el cual es el AD620 de Analog Devices el cual cumple con el primer requerimiento. Este amplificador de instrumentación reúne en un encapsulado DIP 8 toda la circuitería necesaria y su ganancia se controla a través de una única resistencia externa desde 1 hasta 1000. El valor de la ganancia viene dado por.

$$G = 1 + \left(\frac{49400}{R_G} \right)$$

Se decidió fijar la ganancia del AD620 en 11.51 a través de una resistencia de $4.7K\Omega$ y variar la ganancia en un amplificador operacional en configuración de no inversor en los rangos de 45.44, 101, 177.47 a través de un switch de tres posiciones logrando de esta manera una ganancia total de 523, 1162 y 2042 lo cual cumple con el segundo requerimiento. Esta configuración se muestra en la siguiente figura 3.13.

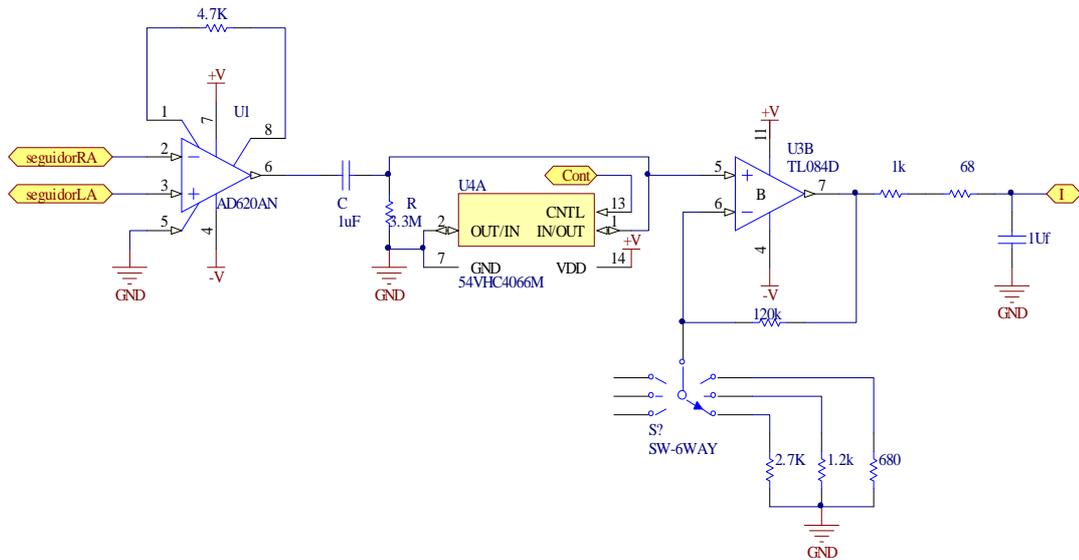


Figura 3.13 Control de Ganancia implementado.

El filtro pasa alto está entre el amplificador de instrumentación y el amplificador no inversor con el propósito de eliminar las componentes continuas por debajo de 0.05 Hz y evitar que estas componentes no deseadas sean también amplificadas, además de servir como acople entre los dos amplificadores. El filtro pasa bajo está a la salida del amplificador no inversor para limitar las componentes de frecuencia por debajo de 150 Hz.

CMRR

AAMI recomienda un CMRR mínimo de 100 dB, para cumplir con este requerimiento se decidió implementar el amplificador de instrumentación a través del AD620 que es un amplificador de instrumentación diseñado para aplicaciones biomédicas específicamente para ECG el cual garantiza un CMRR mínimo de 100 dB.

Se optó por este amplificador ya integrado y no por construir un híbrido en base de amplificadores dado que para este último se requiere calibración del CMRR a través de un potenciómetro lo cual con el tiempo ocasionara problemas de calibración y degradara la calidad de la señal que se desea analizar, a más de que las resistencias que componen el circuito deben ser de precisión, y ocuparía mucho más espacio en el circuito impreso.

Las características completas del AD620 se detallan en anexo A en su hoja de datos.

Protección al paciente.

AAMI recomienda proteger al paciente de cualquier fuga de corriente mayor a 20 μ A a través del uso de fuentes aisladas en el caso de tomar la alimentación para el equipo a través de la red eléctrica o el uso de baterías para lograr dicho aislamiento, se optó por la segunda opción, es decir operar el equipo a través de baterías reemplazables.

3.1.2.3 Requerimientos de seguridad.

Con el objetivo de cumplir con todas las normas de seguridad obligatorias expuestas en la norma IEC para equipos médicos se decidió tomar en consideración lo siguiente.

Una manera fácil de conseguir aislamiento es operar la circuitería de adquisición, el filtrado y los amplificadores operacionales con alimentación a través de una batería aislada sin conexión con la tierra común de las líneas eléctricas de alimentación principales. No se puede simplemente conectar la salida del sistema de adquisición de señal cardíaca a un osciloscopio o computadora para ver la señal ECG. La tierra común del osciloscopio o del computador destruye el aislamiento galvánico del paciente, por lo que algunos medios de acoplamiento de la señal sin la necesidad de tierra común se

deben usar, como por ejemplo acoplamiento óptico para el envío de datos a un computador¹⁰.

A más de lo anteriormente anotado se decidió que el equipo al ser inalámbrico debe ser portátil, lo más pequeño posible sin dejar de lado los estándares mencionados y poder usarse en cualquier ambiente sin importar si este posee o no un sistema de puesta a tierra que cumpla con los valores de resistencia exigidos para instalaciones medicas.

Con base en las consideraciones anteriores se ha decidido:

Aislamiento de fuente de alimentación.

El equipo se alimentará con baterías alcalinas de 9V, lo cual provee aislamiento total de las líneas eléctricas y sistemas de tierra en los cuales se opere el equipo. Con esta sencilla y económica solución se cumplen los parámetros relacionados con Verificación de Tierra de Protección, Rigidez Dieléctrica, Alta resistencia y fuga a tierra especificado en la recomendación IEC 60601-1.

Aislamiento con el Computador.

Por el hecho de que el sistema es inalámbrico se provee el aislamiento necesario entre el circuito de adquisición y el software de análisis que reside en un computador.

De esta manera, en el equipo de adquisición reside tanto el circuito captador de la señal cardiaca, el microcontrolador y el modulo de transmisión inalámbrica en la banda de 2.4GHz TRF2.4G. La parte analógica funciona con el voltaje que proveen las baterías y la parte digital y de transmisión inalámbrica con un voltaje fijo de 3.3V que lo provee un regulador de voltaje de este valor.

¹⁰ Esta solución se recomienda en el libro Analysis and Application of Analog Electronic Circuits to Biomedical Instrumentation Chapter 6 pag. 269

Fuga de Corriente del Paciente y fuga auxiliar de paciente.

Estas dos pruebas se realizan cuando ya está terminado el prototipo a través de los esquemas recomendados en el texto del Monitor Fetal COROMETRICS¹¹, los mismos que son usados para pruebas de seguridad eléctrica. Dado que el diseño del ECG, funciona a baterías y es de carácter inalámbrico no existe conexión alguna con tierra física de la instalación en la cual el equipo sea ocupado. Los esquemas de prueba a usar son los de la figura 3.14.

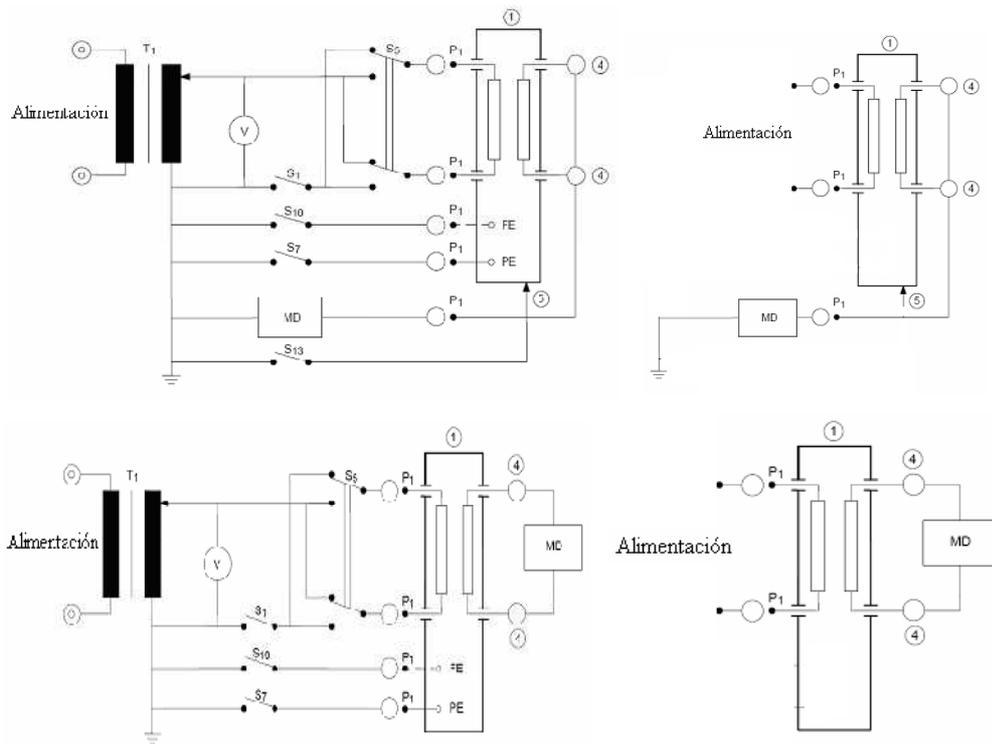


Figura 3.14 Esquemas de medición de corrientes de fuga del paciente.

Los resultados de estas pruebas se adjuntan al anexo C.

¹¹ Análisis y definición de ensayos para verificar el cumplimiento de la norma IEC 60601-1:2006 secciones 8.7 y 8.8 del Monitor Fetal COROMETRICS modelo 111

3.1.3 Digitalización De La Señal Analógica ECG

Una vez que en la etapa de diseño previa se adquirió y proceso la señal ECG de acuerdo a las normas requeridas para la homologación, en la presente etapa se adecua esta señal para ser digitalizada a través del convertidor analógico a digital de un micro controlador PIC 18F2550.

En sistemas en los cuales se emplean conversores ADC la conversión usa 12 bits de resolución, pero en general esta puede variar de 8 a 16 bits. La AHA (American Heart Association) recomienda que una resolución de 8 bits y una frecuencia de muestreo de 250 Hz sean los requerimientos mínimos para un ECG computarizado.

Se decidió optar por el microcontrolador PIC18F2550 de Microchip debido a las potencialidades que nos ofrece al poder ser optimizado para luego poder ser programado en lenguaje C. A más de esto posee PLL que multiplican la frecuencia de ingreso de un cristal externo hasta de 96Mhz, tienen modulo para comunicación serial síncrona-asíncrona, modulo ADC integrado con resolución de 10 bits y modulo integrado para comunicación USB. Este microcontrolador será alimentado a 3.3V, porque el modulo de transceptor TRF 2.4G funciona a esta tensión y el voltaje de ingreso analógico máximo que se puede aplicar al conversor ADC es de $3.3v+0.5v=3.8v$ y el mínimo es de $-0.5v$. Por esta razón se debe acondicionar la señal cardiaca adquirida previamente a estos valores máximos en caso de saturación, y menores a estos en caso de operación normal.

Acondicionamiento de la señal

El primer paso para el acondicionamiento de la señal es atenuar su valor a un máximo de 3.8Vpp, para esto se usa un amplificador inversor con ganancia calculada de -0.303. Considerando el peor de los casos, es decir el caso de una saturación de los

amplificadores operacionales tendríamos un voltaje de salida máximo de 2.011v y -2.011 voltios. Dado que el microcontrolador solamente acepta voltajes positivos procedemos a sumarle una tensión continua a modo de offset a la señal a través de un sumador inversor de ganancia unitaria. El valor de tensión continua a sumar es de -1.4V, con lo cual el voltaje de salida mínimo es de -0,601V y el máximo de 3.41V. Los cálculos pertinentes se presentan en el anexo A, en la figura 3.14, se presenta el circuito para el acondicionamiento de la señal.

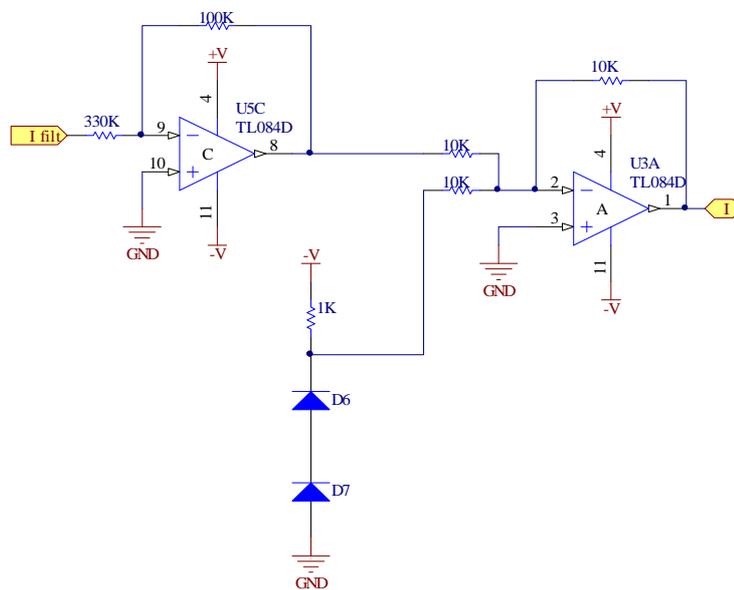


Figura 3.15 Circuito de Acondicionamiento de señal a digitalizar.

Una vez acondicionada la señal procedemos a determinar la frecuencia de muestreo, dado que la señal de ingreso tiene un ancho de banda útil limitado a 150 Hz, la frecuencia mínima de muestreo según el teorema de Nyquist deberá ser de 300 Hz. Además, debemos considerar que al tratarse de una comunicación inalámbrica es inevitable la pérdida de información debido a condiciones del ambiente en el cual se ocupen los módulos, por lo cual se deberá considerar una frecuencia de muestreo de tipo

dinámica, es decir que variara de acuerdo al número de datos que eventualmente se perderán, pero se lo debe asegurar que la frecuencia de muestreo tenga como mínimo de 300Hz en el computador que procesara los datos. Esto debido a que no solamente se debe considerar la frecuencia a la cual muestrea el conversor ADC del micro, sino incluir también el tiempo necesario para que el modulo inalámbrico envíe los datos, el modulo receptor los recupere y envíe al computador para el posterior análisis de los datos.

El compilador utilizado para la programación del Microcontrolador es el MikroC V8.2 debido a que posee una amplia gama de librerías, entre ellas las necesarias para el manejo de SPI, ADC y USB en lenguaje C. La librería usada para manejar el modulo ADC requiere que el Microcontrolador posea un modulo ADC integrado, el mismo que incluye el PIC 18F2550. La sintaxis usada para el manejo del modulo ADC es:

```
Resultado = adc_read(canal);
```

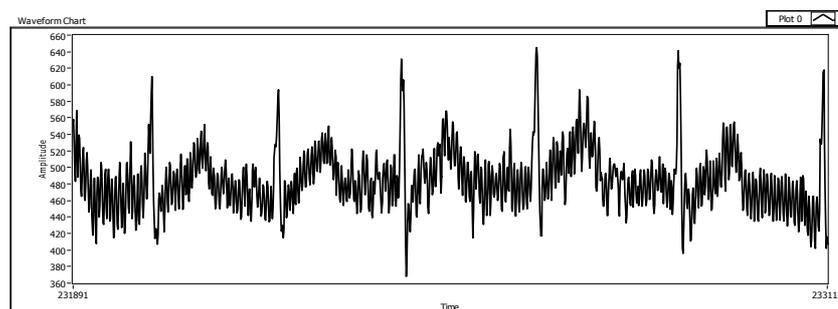
Resultado es una variable de tipo entera en la cual se guardara el valor de la conversión analógica a digital de 10 bits de resolución, *canal* especifica sobre cuál de los canales que posee el microcontrolador se realizara la conversión ADC.

Al ser un lenguaje de alto nivel, MikroC a través de la función `adc_read()` configura automáticamente los registros necesarios del modulo ADC para trabajar con fuente de reloj interno RC, voltaje de referencia de 0v y voltaje de alimentación además de considerar los tiempos de espera necesarios de 12TAD para completar una conversión, el control de los bits de inicio, parada y final de conversión y la lectura de los datos de los buffers de almacenamiento del valor convertido entre otros. Lo que debemos tener en cuenta es que se deben de configurar los respectivos pines a usar como ingresos analógicos como entradas, que el reloj de conversión interno RC es de 1 MHz,

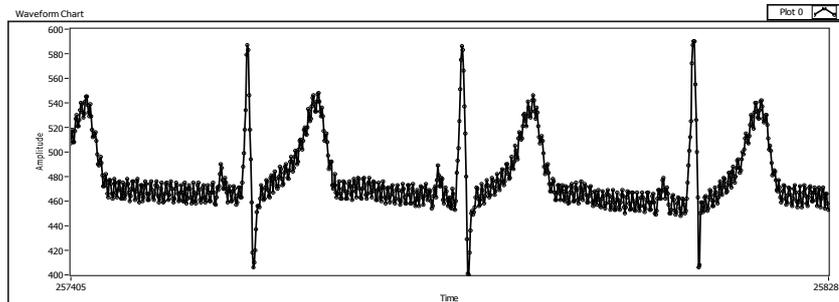
que se debe esperar un tiempo mínimo de 4 ciclos de reloj del ADC para lecturas sucesivas del mismo canal y que se debe esperar un tiempo de 4 μ s cuando se realiza un cambio de canal para realizar la digitalización. Estos parámetros anotados son de vital importancia para lograr una digitalización sin errores y que se encuentran detalladas en la hoja de datos del PIC18F2550.

Un último parámetro a tener en cuenta es que esta aplicación relacionada, contiene una señal muy pobre y llena de ruido, por lo cual en el proceso de digitalización se decide usar un filtro de promediación de 15 muestras con el objeto de disminuir el ruido presente en la señal. Estos tipos de ruidos que distorsionan la señal se explicaran de manera detallada más adelante.

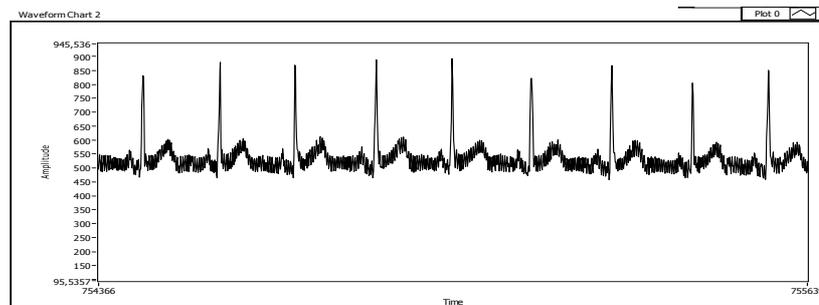
Los parámetros más importantes y que son críticos en cuanto al nivel de ruido presente en la señal son los electrodos, el cable que conecta los electrodos con la circuitería y el filtro de promediado de la señal en el proceso de conversión AD. A continuación se presenta varios casos en la figura 3.15 donde se muestran los resultados obtenidos con diferentes tipos de cables, electrodos y números de muestra de promediación de la señal digitalizada en el computador.



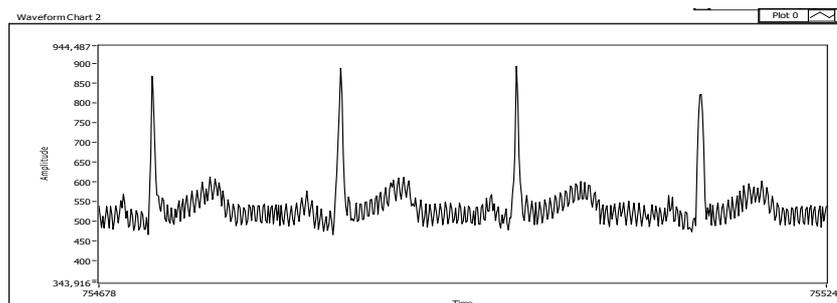
a.) Señal digitalizada derivación I usando Electrodo Desechables, Par trenzado y 0 muestras promediación.



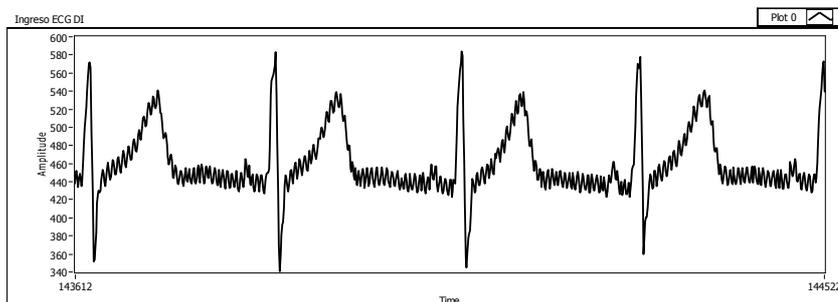
b.) Señal digitalizada derivación I usando Electrodo Desechables, Par trenzado y 30 muestras promediación.



c.) Señal digitalizada derivación II usando Electrodo reusable tipo carbonado, gel conductivo, Par trenzado y 15 muestras promediación.



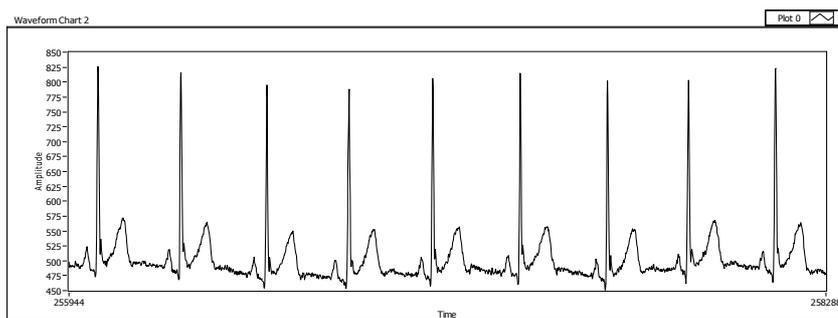
d.) Señal digitalizada derivación II usando Electrodo reusable tipo carbonado, gel conductivo, Par trenzado y 30 muestras promediación.



e.) Señal digitalizada derivación I usando Electrodo reusable tipo copa de succión de cloruro de plata, gel conductor, cable blindado para ECG y 15 muestras de promediación.



f.) Señal digitalizada derivación I usando Electrodo reusable tipo copa de succión de cloruro de plata, gel conductor, cable blindado para ECG y 30 muestras de promediación.



g.) Señal digitalizada derivación II usando Electrodo reusable tipo copa de succión de cloruro de plata, gel conductor, cable blindado para ECG y 30 muestras de promediación.

Figura 3.16. Conjunto de Gráficas que conforman los diferentes casos de prueba

Cabe señalar que estas pruebas se realizaron con los elementos indicados en cada figura y con el paciente sentado y en reposo.

En base a estos resultados experimentales y con el objetivo de mantener la frecuencia de muestreo por encima de 300 Hz se decidió utilizar electrodos de cloruro de plata tipo copa de succión, cable blindado para ECG y un filtrado por promediación de 15 muestras ya que en la siguiente etapa se desarrollara un software en LabView en el cual se implementaran filtros para disminuir el ruido existente en la señal de ingreso.

3.2 CONTROL DEL MODULO RF PARA TRANSMISIÓN Y RECEPCIÓN A TRAVÉS DE UN MICROCONTROLADOR.

3.2.1 Programación del protocolo de comunicación para el modulo RF en la banda ISM a través de microcontrolador.

Como se explico en el segundo capítulo de la presente tesis, el modulo que utilizaremos para la transmisión inalámbrica es el TRF 2.4G el cual hace uso del protocolo de comunicación SPI para su configuración, control, envío y lectura de datos. Para la implementación de este protocolo de comunicación utilizaremos el microcontrolador PIC18F2550 dado que el mismo posee modulo MSSP el cual nos permite operar el protocolo SPI de una manera mucho mas flexible que un protocolo SPI generado por software.

Existen varios compiladores que nos permiten programar SPI vía software, es decir que no se requiere de un microcontrolador que tenga integrado el mismo en hardware, pero su principal desventaja es la velocidad de transmisión limitada únicamente a 50Kbps. Por otro lado, al manejar SPI por hardware se lo puede configurar

a una velocidad de transmisión de hasta $F_{osc}/4$, lo cual en el caso de usar un PIC18F con el PLL activado y frecuencia de oscilación máxima de 48MHz se llegaría a obtener una velocidad de 12Mbps. A pesar de las altas velocidades configurables de transmisión de SPI no debemos olvidar que 1 modulo TRF2.4G solamente soporta una velocidad de transmisión SPI de 1 Mbps.

La sintaxis para programación de SPI hardware a través de mikroC la explicamos a continuación.

Librería SPI.

MikroC provee una librería para la inicialización del dispositivos como maestro o esclavo SPI, para lo cual se necesita de un PIC que tenga integrado el modulo SPI pues esta librería ocupa el modulo de hardware del dispositivo.

Funciones de la librería.

La función Spi_Init_Advanced nos permite configurar cada uno de los parámetros de acuerdo a cada necesidad.

```
void Spi_Init_Advanced(unsigned short master, unsigned short
data_sample, unsigned short clock_idle, unsigned short
transmit_edge);
```

mast_slav: determinan el modo de trabajo del dispositivo, ya sea maestro o esclavo. Puede tomar cualquiera de los siguientes valores:

```
MASTER_OSC_DIV4    // Master clock=Fosc/4
MASTER_OSC_DIV16   // Master clock=Fosc/16
MASTER_OSC_DIV64   // Master clock=Fosc/64
MASTER_TMR2        // Master clock source TMR2
SLAVE_SS_ENABLE     // Master Slave select enabled
SLAVE_SS_DIS        // Master Slave select disabled
```

data_sample: determina cuando son muestreados los datos. Puede tomar cualquiera de los siguientes valores.

```
DATA_SAMPLE_MIDDLE // Input data sampled in middle of interval.  
DATA_SAMPLE_END   // Input data sampled at the end of interval.
```

clock_idle: determina el estado inactivo de la señal de reloj. Puede tomar los siguientes valores.

```
CLK_IDLE_HIGH // Clock idle HIGH  
CLK_IDLE_LOW  // Clock idle LOW
```

transmit_edge: hace referencia al flanco con el cual se van a transmitir los datos. Puede tomar los siguientes valores:

```
LOW_2_HIGH // Data transmit on low to high edge  
HIGH_2_LOW // Data transmit on high to low edge
```

Ejemplo:

```
Spi_Init_Advanced(MASTER_OSC_DIV4, DATA_SAMPLE_MIDDLE, CLK_IDLE_LOW, LOW_2_HIGH)
```

La función SPI_Read retorna el dato leído por el maestro.

```
unsigned short Spi_Read(unsigned short buffer);
```

El dato leído es guardado en una variable de 8 bits. La función provee la señal de reloj enviando lo que contiene buffer.

Ejemplo:

```
short take, buffer;  
take = Spi_Read(buffer);
```

La función `SPI_Write` escribe el dato a un registro intermedio `SSPBUF` e inmediatamente comienza la transmisión de los datos.

```
void Spi_Write(unsigned short data);
```

Ejemplo:

```
Spi_Write(1);
```

Cabe resaltar que la comunicación proporcionada por la librería `SPI` de `mikroC` solamente permite enviar datos de 8 bits, y en nuestro caso los valores de carga útil a transmitirse son de 10 bits, ya que son los valores obtenidos del conversor analógico a digital, por lo cual implementamos un algoritmos que descompone los datos a enviar de 10 bits en dos datos de 8 bits a través del código presentado a continuación.

```
canal1_1 = valorADC1/256;
switch (canal1_1) {
    case 0:canal1_2=valorADC1;      break;
    case 1:canal1_2=valorADC1-256;  break;
    case 2:canal1_2=valorADC1-512;  break;
    case 3:canal1_2=valorADC1-768;  break;
    case 4:canal1_2=valorADC1-768;canal1_1=3;  break;
}
```

Este código se implementa en el transmisor de datos, en el microcontrolador del receptor estos datos segmentados son pasados transparentes hacia el software que se desarrollara en `LabView`, el cual será el encargado de re ensamblar estos dos datos de 8 bits a un dato de 10 bits. Una vez explicado el protocolo a ser usado para la configuración y control general del modulo, procederemos en la siguiente sección a explicar la configuración específica para la presente aplicación.

3.2.3 Configuración del modulo RF

El primer paso es la determinación de la longitud de carga útil a ser enviada vía RF los cuales son; identificación del modulo transmisor, dato proveniente del ADC de la derivación I de 10 bits, dato del ADC de la derivación II de 10 bits, y finalmente dato proveniente de ADC de nivel de batería de 8 bits.

Por lo explicado en la sección anterior a cerca de los datos de 10 bits de los valores provenientes de conversor ADC, necesitamos en un total de 6 bytes para el envío de datos útiles, pero decidimos dejar un byte extra de reserva con lo cual la información útil es de 7 bytes. Con base a esto, la configuración de datos de carga útil se estableció como se muestra:

```
I=0b00111000;  
spi_write(I);
```

En cuanto al direccionamiento de los módulos, únicamente ocuparemos el envío-recepción de datos sobre el canal 1, con lo cual se configuraran únicamente los campos necesarios para el canal 1. Las direcciones ocupadas para el presente proyecto de tesis fueron:

- Dirección modulo receptor RF-USB: Dir=1
- Dirección modulo adquisitor-transmisor numero 1: Dir=2
- Dirección modulo adquisitor-transmisor numero 2: Dir=3

La palabra de configuración para Dirección, deberá contener el número anteriormente anotado dependiendo del modulo que este siendo programado. El número de bits usados para direccionamiento es de 8 y además decidimos usar CRC de 16 bits activado por hardware en los módulos. La palabra de configuración es la siguiente:

```
I=0b00100011;  
Spi_Write(I);
```

La siguiente palabra de configuración fija al modulo para trabajar con recepción sobre el canal 1, modo de operación a ráfagas, tasa de datos a 250Kbps, frecuencia de oscilación a 16MHz, y potencia de salida máxima de 1mw. Nos decidimos a usar la tasa de datos de 256Kbps y no la de 1Mbps debido a que esto mejora el alcance del modulo y reduce el número de paquetes perdidos.

```
I=0b01001111;  
Spi_Write(I);
```

Como paso final se fija la frecuencia sobre la cual se trabajara que para este caso es de 2400 MHz, y se selecciona el modo transmisor o receptor.

```
I=0b0000000;  
Spi_Write(I);
```

Cabe señalar que el ultimo bit de esta palabra de configuración será cambiado dependiendo si se desea que el modulo trabaje como emisor o receptor.

Estos son los parámetros que han sido considerados apropiados para la aplicación, ya que nos garantizan frecuencia de muestreo dinámica mínima de 330Hz, lo cual está por encima de lo mínimo aceptable. En el caso de otras ampliaciones se aconseja probar las diferentes configuraciones de niveles de potencia, tasa de transmisión, canal de frecuencia sobre el cual trabajar, número de bits para CRC, preámbulo y tamaño del paquete de carga útil de manera que la tasa de datos perdidos sea mínima.

En cuanto a la configuración para recepción de datos se siguen los pasos especificados en el datasheet lo cual se lista a continuación. El único parámetro a tener en cuenta son los requerimientos de tiempo de sincronización que para este caso deben ser mayores a 202us.

```
CE=1;

Delay_us(220);

Spi_Write(canal1_1);
Spi_Write(canal1_2);
Spi_Write(canal2_1);
Spi_Write(canal2_2);
Spi_Write(canal_bat1);

CE=0;
Delay_us(220);
```

En cuanto a la lectura de datos recibidos tenemos:

```
if (DR1==1){
    CE=0;
    Dir_Trans=Spi_Read(buffer);
    recep1_1= Spi_Read(buffer);
    recep1_2= Spi_Read(buffer);
    recep2_1= Spi_Read(buffer);
    recep2_2= Spi_Read(buffer);
    recep_bat1= Spi_Read(buffer);
    recep_bat2= Spi_Read(buffer);
    CE=1;
```

Esto es lo fundamental en cuanto a la configuración a través de mikroC para el modulo TRF2.4G. El código completo se presenta en el anexo A.

3.3 ELABORACIÓN DEL SOFTWARE PARA MONITOREO INALÁMBRICO DE TARJETAS DE ADQUISICIÓN DE DATOS APLICADO EN ELECTROCARDIOGRAFÍA A TRAVÉS DE SOFTWARE LABVIEW

3.3.1 Comunicación del modulo receptor con la PC.

Para la presente aplicación se optó usar USB debido a se encuentra integrado en casi todas la computadoras actuales, tanto de escritorio como portátiles, provee alimentación de 5v y es de reducido tamaño lo cual lo hace ideal para aplicaciones que sean portables. A continuación explicamos la librería y funciones para comunicación USB a través de mikroC. En el anexo B se detalla de manera breve los parámetros más importantes a cerca de USB.

3.3.1.1 Librerías de funciones para bus USB en lenguaje MikroC.

MikroC soporta funciones para comunicación USB como dispositivo de interfaz humana HID, para lo cual requiere de un microcontrolador que tengan incorporado en hardware el modulo para comunicación USB como el 18F2550 utilizado en el proyecto de tesis. Cada proyecto basado en la librería USB debe incluir un archivo fuente descriptor el cual contiene el vendorID y productID, identificación del producto y nombre, longitud de reporte y otra información relevante. Para crear un archivo fuente descriptor se puede usar el terminal integrado USB HID Terminal de mikroC. En el anexo B se explica la manera de generar estos archivos y programar USB a través de mikroC.

MikroC soporta las siguientes funciones en su librería de USB:

HID_Enable.

Esta función habilita la comunicación USB y requiere dos argumentos: `read_buffer` y `write_buffer`. Esta función debe ser llamada antes que cualquier otra función de la librería USB.

Hid_Read.

Esta función recibe datos desde el bus USB y los almacena en el buffer de recepción. No tiene argumentos pero retorna el número de caracteres recibidos.

Hid_write.

Esta función envía datos desde el buffer de escritura `write_buffer` hacia el bus USB. El nombre del buffer, que obviamente deberá ser el mismo buffer usado en la inicialización, y la longitud de los datos a ser enviados deben ser especificados como argumentos de la función. La función no retorna valor alguno.

Hid_disable.

Esta función deshabilita la transferencia de datos USB.

3.3.1.2 Comunicación USB con LABVIEW.

Una vez que se tiene el microcontrolador programado para manejar USB, el siguiente paso es configurar a LabView para que reconozca a este dispositivo USB dentro de sus dispositivos de comunicación, para esto es necesario crear un controlador

o driver para este dispositivo de manera que el computador conozca que ese dispositivo HID funciona con LabView. Para este fin hay que seguir dos pasos los cuales son la creación de un archivo INF a través del Driver Development Wizard y posterior a esto la instalación del archivo INF y del dispositivo USB. Los pasos necesarios para este proceso se explican detalladamente en el anexo B.

Una vez reconocido el dispositivo USB por labview, el siguiente paso es comunicarse con este a través del diagrama de bloques que se en la figura 3.16.

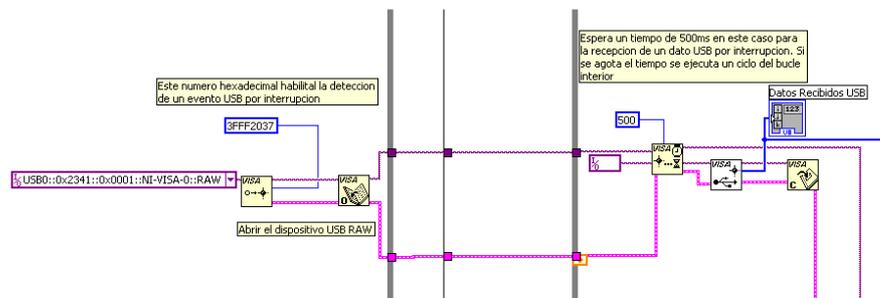


Figura 3.16 Diagrama de Bloques para manejar comunicación USB por interrupción.

Las partes que conforman el diagrama de bloques se detalla a continuación.

VISA Enable Event.

Este bloque habilita la notificación de que ha sucedido un tipo específico de evento, requiere como ingreso el nombre o referencia del dispositivo fuente VISA que se desea abrir y el identificador lógico del tipo de evento que para este caso puntual es el numero hexadecimal 0x3FFF2037 que corresponde a un evento de interrupción USB. El diagrama de bloque se muestra en la figura 3.17



Figura 3.17 Visa Enable Event.

Visa Open.

Se muestra en la figura 3.18. Es el encargado de abrir una sesión al dispositivo especificado por VISA resource name y retorna un identificador de sesión que se puede usar para llamar a cualquier operación de ese dispositivo. No se debe olvidar cerrar la sesión.



Figura 3.18 Visa Open Event.

VISA Wait on Event.

Se muestra en la figura en la figura 3.19. Suspense el orden de ejecución de una aplicación y espera por un tipo de evento específico por un periodo de tiempo determinado. Requiere como dato de ingreso la referencia del recurso VISA y el tiempo de espera máximo en ms que en este caso es 500ms y como da como salida el tipo de evento detectado, que para el presente caso es interrupción USB.

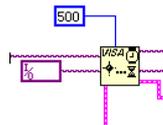


Figura 3.19 Visa Wait on Event.

VISA Get USB Interrupt Data.

Se muestra en la figura 3.20. Recupera los datos de interrupción que son almacenados en un evento USB interrupt VISA. Requiere como ingreso el evento USB interrupt, y retorna como salida los datos presentes en el buffer USB. Se debe tener en cuenta cerrarlo a través de un VISA close tras cada lectura de datos.

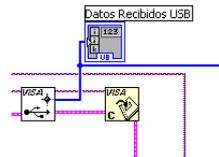


Figura 3.20 Visa Get USB interrupt Data.

Visa Close.

Como su nombre lo indica cierra la sesión de un dispositivo especificado por el VISA resource name y se muestra en la figura 3.21. Para cada sesión VISA que se abra se debe cerrar a través de este VI cuando se ha terminado la sesión. Los únicos parámetros de ingreso necesario son la referencia al recurso VISA y la línea de error. Después se debe cerrar la sesión que maneja el dispositivo *USB interrupt* que se explico en la primera parte de esta sección.

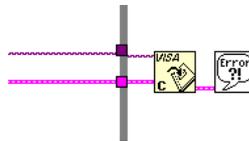


Figura 3.21 Visa Close.

A través de los VI explicados anteriormente se logra realizar una comunicación USB desde el modulo receptor de datos RF con el software que reside en un computador

el cual puede ser portátil o de escritorio. Una vez receptados estos datos, debemos reensamblarlos a su valor original de 10 bits, que en la etapa de envío de datos a través de TRF2.4G fueron segmentados, Esto lo conseguimos a través del diagrama de bloques presentado en la figura 3.22.

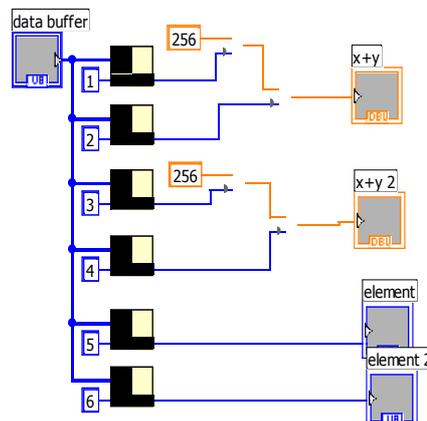


Figura 3.22 Diagrama bloques de re ensamblado datos.

De esta manera los datos digitalizados a 10 bits de los conversores ADC del modulo de adquisición han sido segmentados y enviados vía RF hacia el modulo base, de allí han pasado vía USB hacia LabView y en este punto han sido vueltos a ensamblar a sus valores originales. En este punto están listos para el procesado digital de datos, que en este caso será un filtrado tanto de suavizado como pasa bajo y graficación de datos para análisis visual de la forma de la señal cardiaca adquirida.

3.3.2 Diseño del interfaz Grafica del Software

En esta aplicación se han considerado los siguientes puntos para el diseño de la interfaz grafica.

- Permitir al usuario identificar los módulos transmisores que se encuentra detectados por el software de recepción.

- Al ser los módulos transmisores alimentados por baterías desechables se requiere conocer o visualizar el nivel de batería de cada uno el momento en el que son detectados para el cambio de las mismas en el caso de que estén con un nivel demasiado bajo.
- Crear un ambiente agradable a la vista pero a la vez claro y funcional que permita el análisis de los datos adquiridos.
- Permitir al usuario observar las formas de onda en tiempo real o retenerlas para el análisis de las mismas a través de herramientas como punteros, zoom localizado y barras de deslizamiento con un cierto número de muestras almacenadas para este propósito.
- Consideramos el graficar intervalos cada 6 segundos de las ondas adquiridas ya que este es un criterio usado en la electrocardiografía para la determinación de ciertos padecimientos como por ejemplo arritmias cardíacas, y a más se permite determinar la frecuencia cardíaca de manera visual contando el número de picos del complejos QRS y multiplicándolo por diez.
- Como punto final se crea una interfaz que permita cambiar fácilmente de entre las diferentes aplicaciones que serían una caratula en la cual se presentarían los módulos detectados y su nivel de batería, el software para el modulo transmisor 1 y el software para el modulo transmisor 2.

Con base en todas estas consideraciones, aparece la interfaz grafica que se presenta en la figura 3.23.

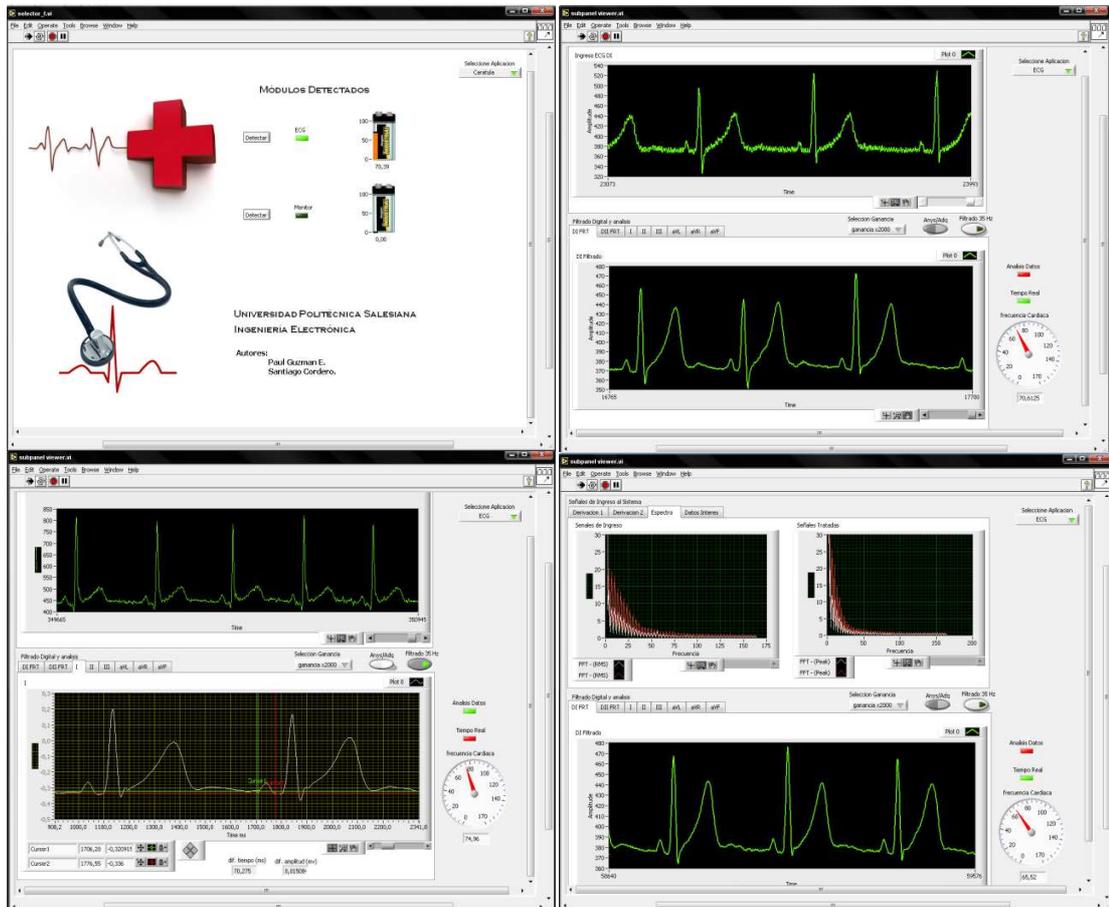


Figura 3.23 Interfaz Grafica del software de análisis.

3.3.2 Filtrado Digital de la señal ECG

Antes de detallar el filtrado que se realizará, primero se describirá las interferencias que están presentes en la señal y las recomendaciones que se dan para su eliminación. En la figura 3.24 se presenta el espectro de la señal ECG.

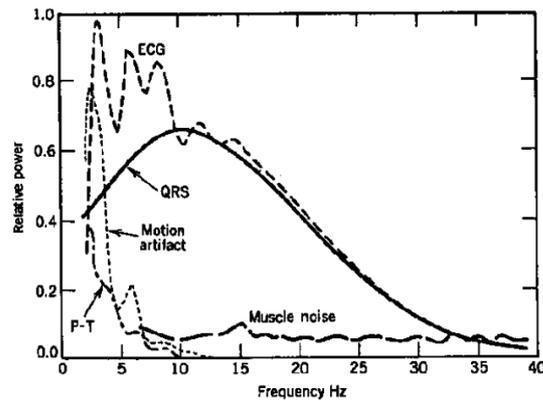


Figura 3.24 Espectro de la señal electro cardiográfica.

3.3.2.1 Fuentes de interferencia en la señal ECG

La presencia de ruido en la señal ECG es inevitable incluso si la señal es cuidadosamente adquirida¹².

Ruido EMG

La principal fuente de ruido presente en la señal ECG y la que más afecta su forma se denomina ruido EMG o ruido electromiográfico y es el más difícil de manejar ya que de hecho no se lo puede eliminar en su totalidad sino únicamente reducirlo ya que su espectro se encuentra enmascarado en el espectro de la señal ECG.

Las señales electromiográficas son producidas como respuesta a un movimiento muscular, donde el nivel de esfuerzo está determinado por el número de fibras musculares activadas. Se ha podido evidenciar que la señal EMG tiene una amplitud típica entre 0 y 6mV, y la frecuencia útil está en el rango de 0 a 500Hz con la mayor

¹² Tomado de libro WILEY ENCYCLOPEDIA OF BIOMEDICAL ENGINEERING

cantidad de energía concentrada entre los 50 y los 150Hz¹³. En la figura 3.25 se observa como este ruido afecta a la señal ECG.

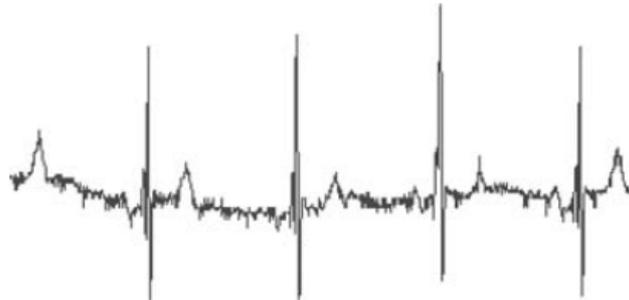


Figura 3.25 Contaminación de la señal ECG con ruido electromiográfico.

Movimiento de la línea de base.

La remoción del movimiento de línea de base se requiere para minimizar los cambios en la morfología de la señal ECG que no tienen origen cardíaco, el cual es especialmente importante en cambios leves de baja frecuencia cuando se analiza el diagnóstico de algunas patologías. La frecuencia contenida en este movimiento de la línea de base está usualmente bajo el rango de los 0.5Hz en reposo, sin embargo, el incremento de movimiento del cuerpo incrementa el contenido de frecuencias por encima de este valor, por ejemplo el movimiento de la línea de base relacionado con el movimiento de los brazos distorsiona severamente la señal ECG. En la figura 3.26 se observa el efecto del movimiento de la línea de base sobre la señal ECG.

¹³ Tomado del artículo reconocimiento de patrones de movimiento a partir de señales electromiográficas



Figura 3.26 *Movimiento de la línea de base de la señal ECG.*

En el caso de implementar un filtro para eliminar este tipo de interferencia se debe tener especial cuidado en la selección de la frecuencia de corte y la respuesta de fase del filtro de manera que la información clínica permanezca sin distorsión.

Interferencia de líneas de alimentación eléctrica CA.

A pesar de que el proyecto no tiene conexión alguna con las líneas de alimentación eléctrica existirá cierta interferencia debida a la inducción electromagnética en los cables de registro. Esto es mucho más evidente cuando se usan cables tipo par trenzado ya que son más susceptibles a estas inducciones. La figura 3.27 muestra el efecto de la interferencia AC sobre la señal ECG.

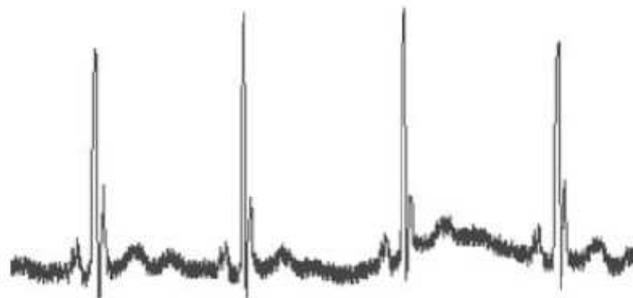


Figura 3.27 *Interferencia AC en la señal ECG.*

Para cables con blindaje conectado a tierra esta interferencia es muy pequeña, prácticamente despreciable en comparación con la señal.

3.3.2.2 Filtrado implementado para la señal ECG

Se recomienda¹⁴ algunas precauciones para reducir la interferencia debida a inducciones de la línea de alimentación eléctrica, como por ejemplo seleccionar un lugar con pocos dispositivos eléctricos alrededor para realizar el examen electrocardiografico o el respectivo blindaje de estos equipos.

Las técnicas de filtrado de la señal ECG debe ser realizada solamente si la información de interés permanece sin distorsión. Se recomienda el uso de filtros de fase lineal FIR o filtrados de tipo adaptativo para ECG. La técnica que mejor resultado ha dado es la técnica de promediado temporal de señal, la cual reduce significativamente el ruido presenta en la señal ECG¹⁵.

El ancho de banda para ECG en reposo se limita entre 0.05Hz y 100Hz, en el caso de pruebas ergométricas se da la posibilidad de adicionar un filtro electromiográfico para limitar el ruido muscular, limitando la señal entre 0.05 y 40 Hz¹⁶.

En base a lo anteriormente anotado, se tratará a la señal con un filtrado de promediación por ventana deslizante y opcionalmente dar a elegir al operador activar o no un filtro digital FIR pasa bajo con frecuencia de corte a 40Hz.

¹⁴ Se lo recomienda en el libro WILEY ENCYCLOPEDIA OF BIOMEDICAL ENGINEERING

¹⁵ Tomado de ELECTROCARDIOGRAM ECG SIGNAL PROCESSING.

¹⁶ Tomado de Sistemas para pruebas de electrocardiografía.

El VI utilizado para el filtrado de suavizado por ventana deslizante se encuentran dentro del paquete de Filtrado Express que posee LabView 7 y se lo configura con un ancho de ventana de 4 muestras. Ingresan un total de 100 muestras por etapa de filtrado con el objeto de poder observar el filtrado en tiempo real. La figura 3.28 muestra el filtro de suavizado empleado en la disminución del ruido.

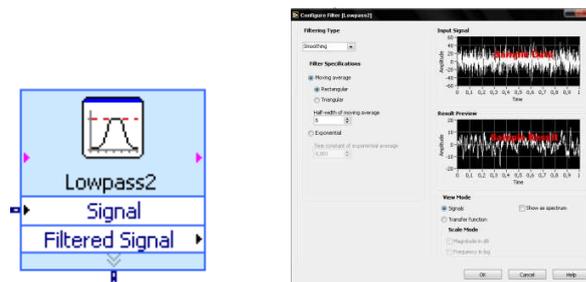


Figura 3.28 Filtro de suavizado por promediado de ventana rectangular.

En cuanto al filtrado pasa bajo este utiliza un filtro Butterworth con 6 polos, debido a que posee una banda de paso plana que no distorsiona la forma de la señal, lo cual es de fundamental importancia en la presente aplicación. Un parámetro muy importante y determinante es la respuesta de fase del filtro, que en este caso es lineal lo cual se evidencia en un retraso constante en el número de muestras de inicio filtradas ya que sus valores dependen de valores de muestras actuales y pasadas. La figura 3.29 muestra el filtro pasabajo butterworth usado para eliminación del ruido electromiográfico.

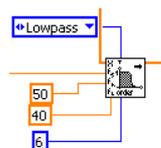


Figura 3.29 Filtro Butterworth.

3.3.3 Análisis de Resultados

Para el análisis de los datos obtenidos y procesados con LabView se provee de indicadores gráficos con opciones de zoom y barra deslizante para observar muestras anteriores. Un conjunto de graficas que muestran los datos correspondientes a los últimos seis segundos de medición, tanto de las derivaciones adquiridas físicamente como las calculadas por software a través de las formulas expuestas en el inicio del presente capitulo. A más de esto se tiene la posibilidad de retener los datos procesados por LabView para el análisis temporal y de amplitud a través de cursores que se posicionan sobre las graficas obtenidas como también la activación opcional de un filtro digital pasa bajo con frecuencia de corte de 40Hz de acuerdo a una recomendación tomada de la referencia ¹⁷ con el objetivo de minimizar el ruido electromiográfico. La figura 3.30 muestra las herramientas para el análisis de la señal adquirida.

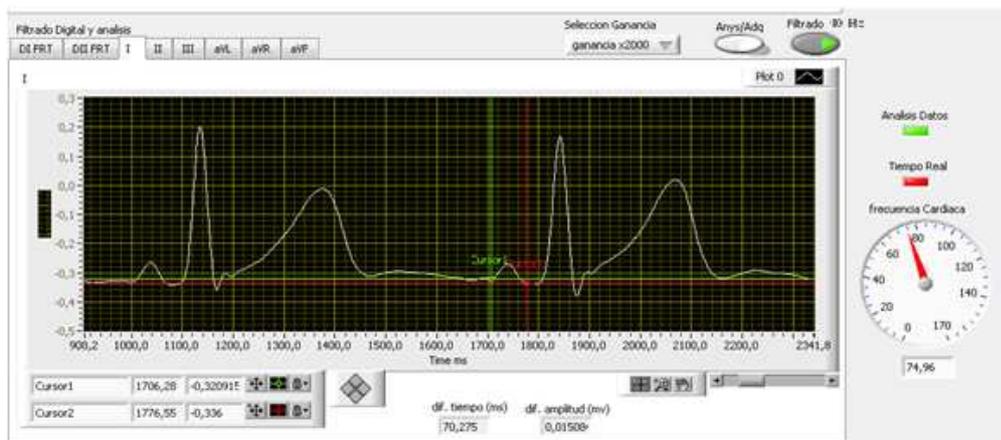


Figura 3.30 Herramientas de análisis grafico para señales procesadas.

Como información general a cerca de la recepción de datos se provee una pestaña en la cual se muestran los datos recibidos en el buffer de USB, sus valores

¹⁷ Artículo Sistemas para pruebas de electrocardiografía

correspondientes de re-ensamblado, la frecuencia de muestreo real, es decir el numero de muestra que ingresan a labview en un segundo, la cual es variable debido a la naturaleza inalámbrica del sistema, pero que se garantiza superior a 300 muestras por segundo para esta aplicación. Como último elemento se incluye también el grafico del espectro de las señales de ingreso. Estos datos se aprecian en la figura 3.31.

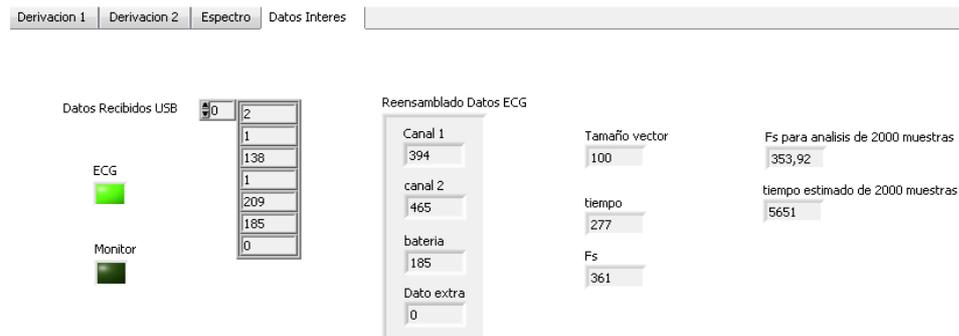


Figura 3.31 Información de datos de comunicación del sistema.

3.4 ELABORACIÓN DE UN MANUAL DEL USUARIO Y PRUEBAS.

El usuario del sistema de monitoreo para tarjetas de adquisición de datos aplicado a electrocardiografía tendrá tres módulos de hardware y uno de software, los cuales se detallan, en la figura 3.32:

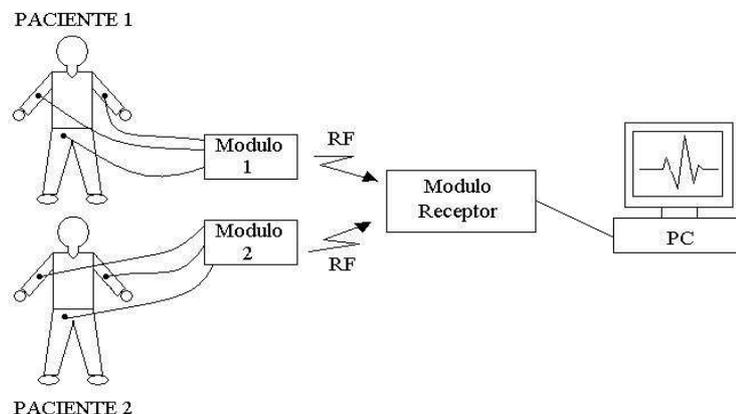


Figura 3.32 Panorama Total del Proyecto Implementado

Monitor Cardíaco Inalámbrico #1.

Consta de una tarjeta impresa que integra el circuito de adquisición de la actividad cardíaca que cumple con las normas de diseño de AAMI y norma de seguridad eléctricas 60601-1 de IEC para dos derivaciones, las cuales son I y II, circuito de acondicionamiento, digitalización y finalmente el control de TRF2.4G para la transmisión de datos inalámbrica en la banda ISM de 2.4GHz. En el software de análisis se calculan las restantes derivaciones sobre el plano frontal las cuales son III, aVL, aVR, aVF y se provee la interfaz gráfica para su análisis.

Monitor Cardíaco Inalámbrico #2.

Consta de una tarjeta impresa que integra el circuito de adquisición la actividad cardíaca que cumple con las normas de diseño de AAMI y norma de seguridad eléctricas 60601-1 de IEC para la derivación II, circuito de acondicionamiento y digitalización y finalmente el control de TRF2.4G para la transmisión de datos inalámbrica en la banda ISM de 2.4GHz. En el software de análisis se provee la interfaz gráfica para su análisis.

Base Receptora de datos RF-USB.

Consta de una tarjeta impresa que integra un microcontrolador que realiza el control del módulo TRF2.4G para la recepción de datos en la banda ISM de 2.4GHz y la conexión a través de USB al computador.

Software de análisis de datos.

Es un software con interfaz gráfica simple y funcional desarrollado sobre la plataforma de LabView el mismo que permite observar los módulos que se encuentran activos y detectados por el software a análisis a través del bus USB, además de otorgar la posibilidad de seleccionar la aplicación ya sea para el módulo de adquisición 1 o el módulo de adquisición 2.

La manera de usar el sistema de monitoreo es:

- Preparación del paciente.
- Activar modulo monitor que se desea analizar.
- Conectar el modulo receptor RF-USB.
- Ejecutar software de análisis.

Preparación del paciente.

Cuando se realice el ECG se debe de tener en cuenta lo siguiente para evitar artefactos e interferencias;

1. El paciente debe estar recostado en decúbito supino con el tórax desnudo, y se le debe explicar que cualquier temblor o movimiento brusco muscular puede alterar el registro.
2. Debe existir un buen contacto entre electrodos y la piel, por lo cual se recomienda limpiar la piel con alcohol y el uso de gel.

Activación del modulo monitor.

1. Colocar dos baterías de 9V al modulo.
2. Conectar el cable de registro al equipo, y los electrodos tipo copa de succión al paciente como se indica en la figura 3.33.

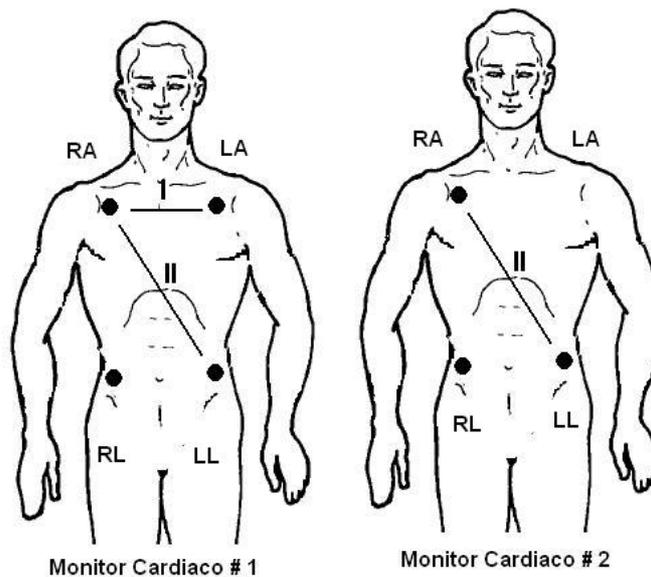


Figura 3.33 Ubicación de electrodos para cada uno de los monitores cardíacos.

3. Seleccionar el nivel de ganancia 500, 1000 o 2000 tanto en hardware como en software.
4. Encender el equipo.

Activación modulo receptor RF-USB

Simplemente se debe conectar el modulo receptor al computador y la información deberá aparecer en pantalla.

Ejecución de software de análisis.

En este punto se detalla cada uno de las aplicaciones que figuran en el software

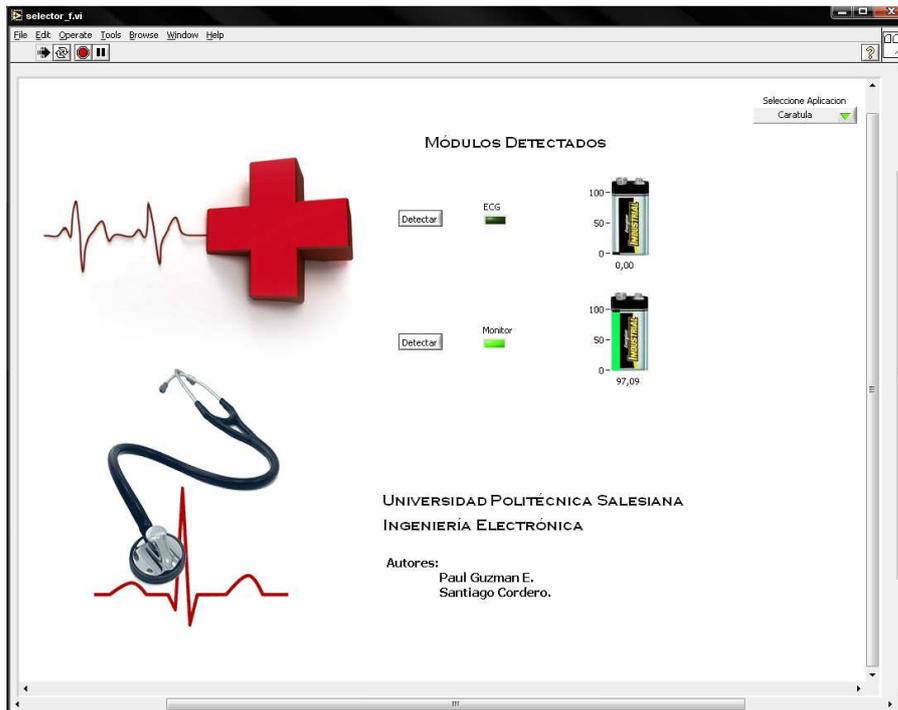


Figura 3.34 Panel de Inicio del Software.

En este panel, de la figura 3.34, se puede observar los módulos detectados por el software de análisis de datos así como el nivel de batería para cada uno de ellos.

Para seleccionar el modulo se debe hacer click sobre el botón detectar como se muestra en la figura 3.35.



Figura 3.35 Selección y detección de modulo a monitorear.

Si el modulo se encuentra encendido y con el nivel de batería adecuado inmediatamente se encenderá el indicador del modulo, en este caso monitor, y se podrá observar el nivel de batería del equipo. El mismo procedimiento se sigue para la detección del modulo ECG.

Al mostrar los niveles de baterías con tres colores, los cuales son verde para el nivel de la batería este por encima del 80%, naranja para un nivel de batería este entre el 66% y 80% y rojo cuando se encuentre por debajo del 66% del nivel máximo de batería. Esto debido a que un nivel de 5.5v que corresponde al 66% del nivel máximo de una batería de 9v es el voltaje mínimo con el cual el sistema puede operar. Si el sistema está operando y el nivel de batería cae por debajo de este valor el software deja de funcionar, no se adquieren datos ni tampoco se los puede analizar, y se emite un mensaje de batería baja como se muestra en la figura 3.36. En el caso de que el hardware se desconecte de repente o se apague intencionalmente se detiene la operación en tiempo real, es decir no se adquieren datos, pero si se pueden analizar los últimos datos almacenados.

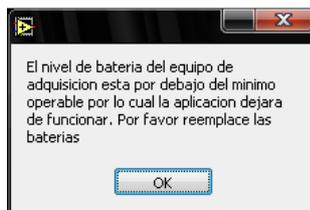


Figura 3.36 Mensaje de Batería baja.

A través del menú desplegable que se encuentra en la parte superior derecha se puede cambiar entre aplicaciones, las cuales pueden ser el panel principal de inicio en el cual se muestran los módulos detectados, la aplicación para análisis por el modulo 1 o modulo 2 como se muestra en la figura 3.37.



Figura 3.37 Menú de selección de aplicación.

Las partes que conforman el análisis gráfico de la señal obtenida por el monitor son básicamente un graficador tipo waveform graph, el cual muestra las señales de ingreso en tiempo real con opciones de zoom y barra de deslizamiento. También se provee dos graficas sobre las cuales se puede observar el espectro de las señales de ingreso. Cada una de las señales de ingreso así como lo referente al espectro y datos de interés se acceden a través de las pestañas correspondientes que se muestran sobre la figura 3.38.

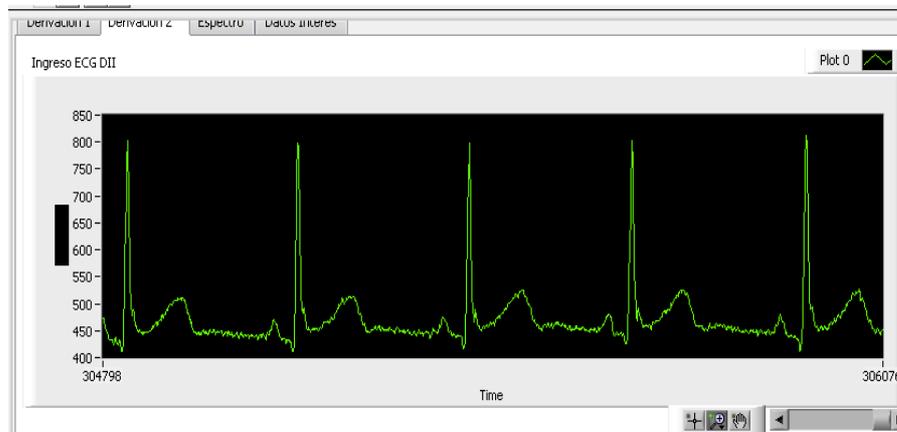


Figura 3.38 Señales de ingreso al sistema.

Para el procesamiento de datos tenemos las siguientes opciones:

- Adquisición de datos en intervalos de dos mil muestras, que equivalen a valores próximos a seis segundos, de manera continua o la retención del último intervalo de seis segundos para análisis gráfico a través del botón Anys/Adq controlado por el operador. En la figura 3.39 se muestra la operación de análisis o adquisición de datos.



Figura 3.39 Selección de modo de operación: a) adquisición en tiempo real y b) retención para análisis de datos

Cuando el usuario desea adquirir datos para el procesamiento de filtrado digital de suavizado y análisis de datos debe presionar el botón Anys/Adq de manera que el indicador visual de tiempo real este de color verde, lo cual indica que los datos del modulo de adquisición seleccionado están siendo procesados por el software y se pueden ver sobre los indicadores DI FRT para ambos módulos, y DIIFRT para ECG. En el caso que se desee mantener los datos que se visualizan en ese instante para análisis se presiona nuevamente es botón Anys/Adq de manera que el indicador análisis de datos se ponga verde y el de tiempo real en rojo.

- Ajuste de escala de ganancia para visualización. Debe coincidir con el valor de ganancia a la cual está operando el monitor cardiaco que está siendo analizado para que los datos presentados en las graficas sean validos. En la figura 3.40 se muestra los valores de ganancia que se deben seleccionar para una correcta interpretación.

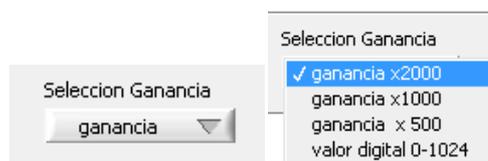


Figura 3.40 Selección de ganancia para visualización.

- El software dispone de graficas tipo xy graph sobre las cuales se dibujan intervalos de seis segundos de datos procesados para su análisis grafico con opciones de zoom, deslizamiento y punteros a través de los cuales se determina la diferencia temporal y de amplitud entre los punteros. La figura 3.41 muestra la grafica sobre la cual se dibujan los intervalos de 2000 muestras que corresponde aproximadamente a 6 segundos así como las opciones de zoom y cursores.

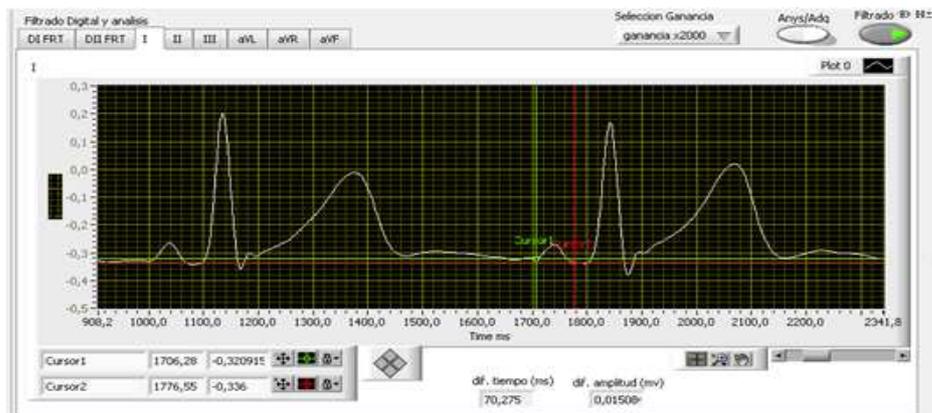


Figura 3.41 Graficado de intervalos de dos mil muestras.

Se tienen tres opciones de zoom la cuales son zoom localizado, zoom horizontal y zoom vertical a mas de alejamiento, acercamiento y recuperación de tamaño normal. Esta herramienta se muestra en la figura 3.42.

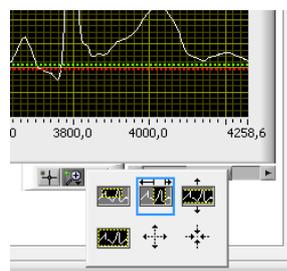


Figura 3.42 Opciones de zoom.

Se tienen dos cursores a través de los cuales se puede obtener una medida de diferencia entre estos, tanto temporal como de amplitud, lo cual se muestra en la figura 3.43. Dado que la escala de tiempo está en milisegundos, la diferencia también está en milisegundos como se indica. Cabe señalar que los cursores están confinados solamente a puntos que son parte de la grafica para evitar errores de posicionamiento. Estas herramientas se habilitan únicamente cuando se encuentra activado el modo de análisis de datos.

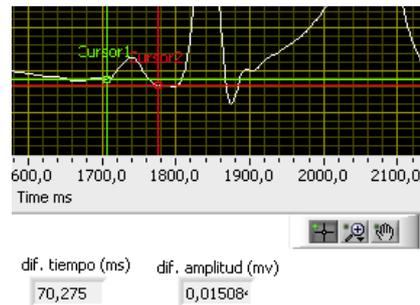


Figura 3.43 Opciones de cursor.

- Además cuenta con una opción de exportar la grafica que está siendo analizada como una imagen dando click derecho sobre la grafica y escogiendo la opción exportar archivo de imagen como se muestra en la figura 3.44.

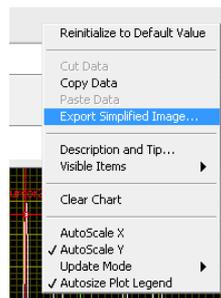


Figura 3.44 Herramientas para exportar imagen.

Pruebas realizadas.

Los resultados de la primera de las pruebas del sistema prototipo terminado se muestra en las figuras 3.45, 3.46 y 3.47. Señales adquiridas a través del modulo ECG, segmentadas, enviadas vía RF en 2.4GHz, receptadas y enviadas a través de USB al software de análisis. Ambiente de prueba común con dispositivos eléctricos funcionando alrededor, paciente sentado y con libre movimiento, electrodos tipo copa de succión, cable de registro blindado.

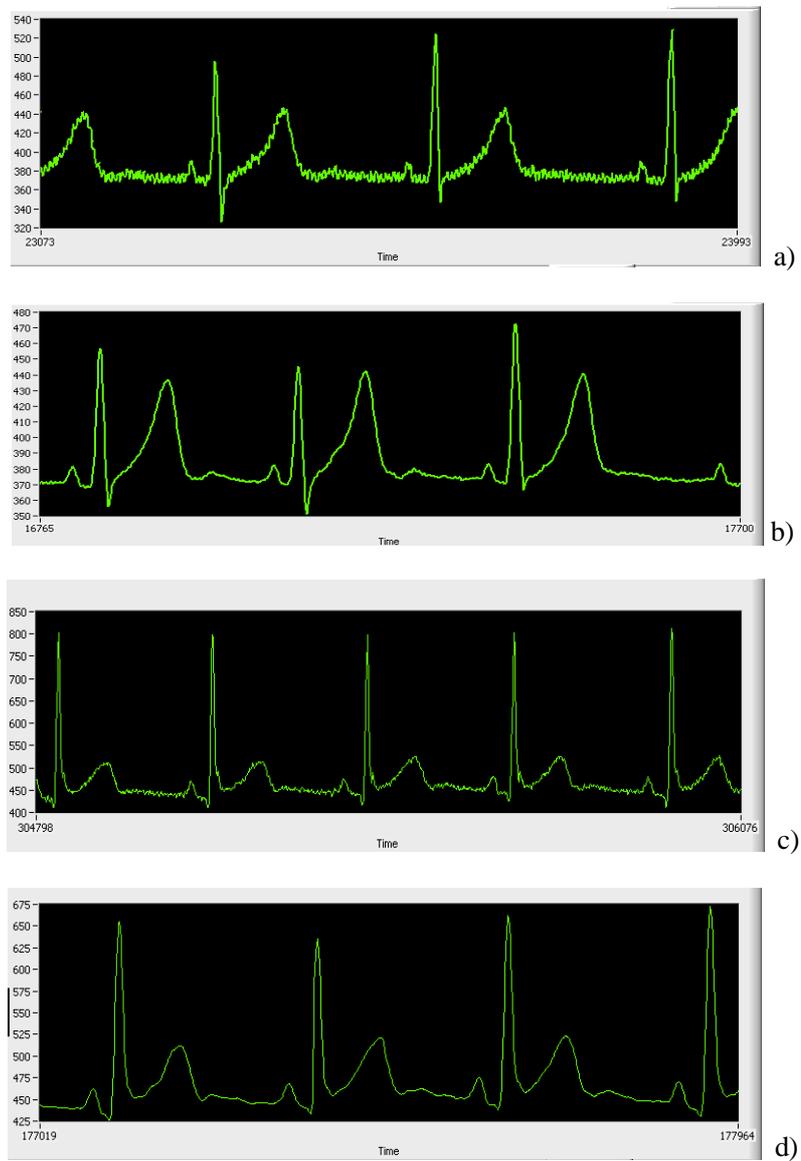
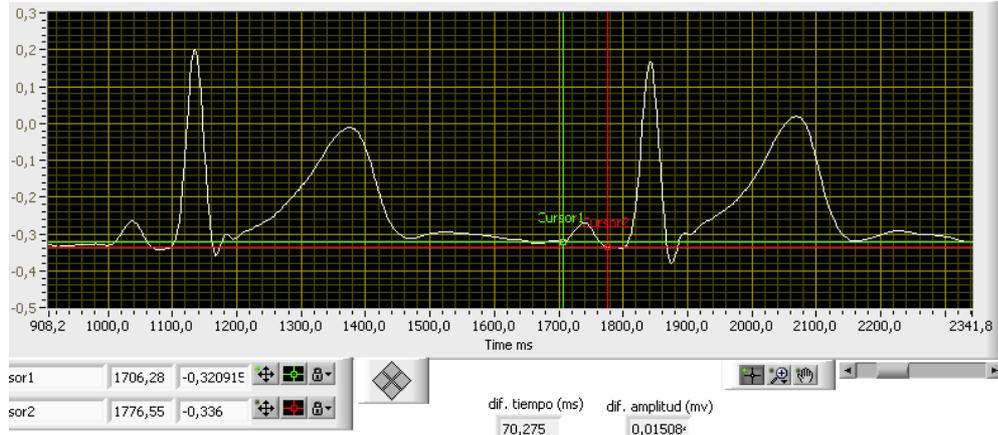
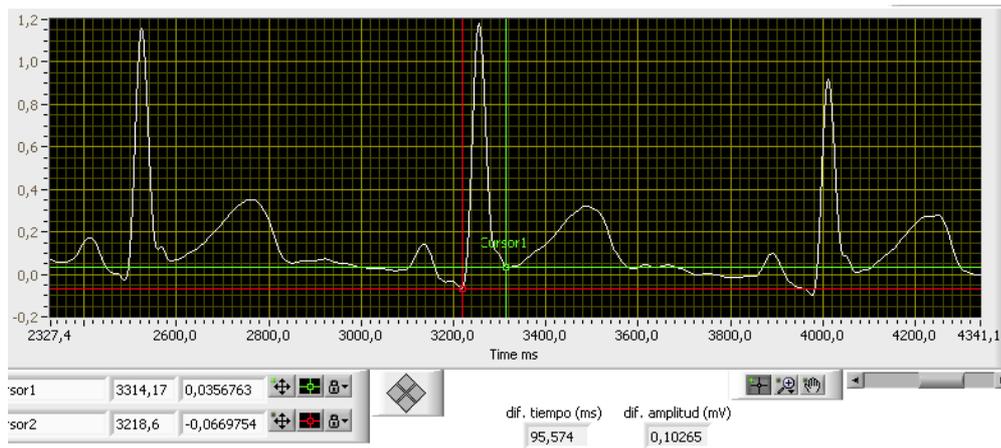


Figura 3.45 Señales de ingreso en tiempo real a) DI ingreso b) DI filtrado digital c) DII ingreso d) DII Filtrado digital.

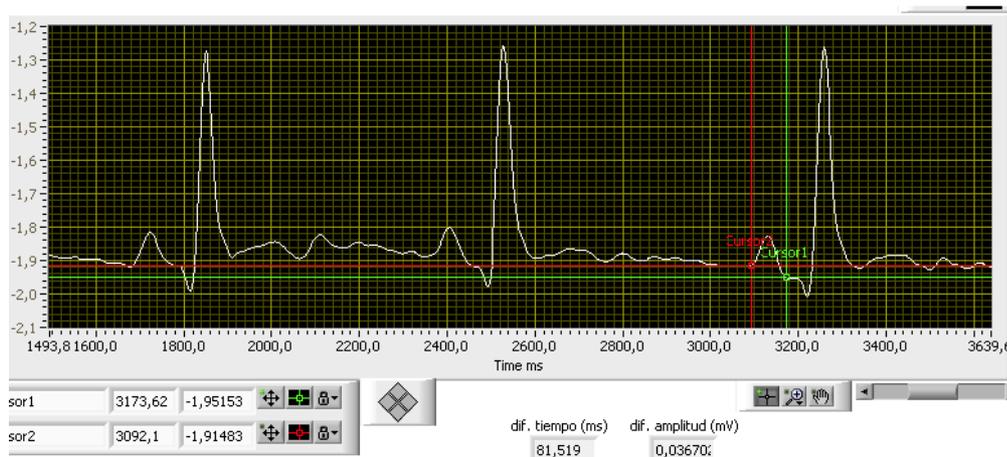
Señales Para análisis:



a)

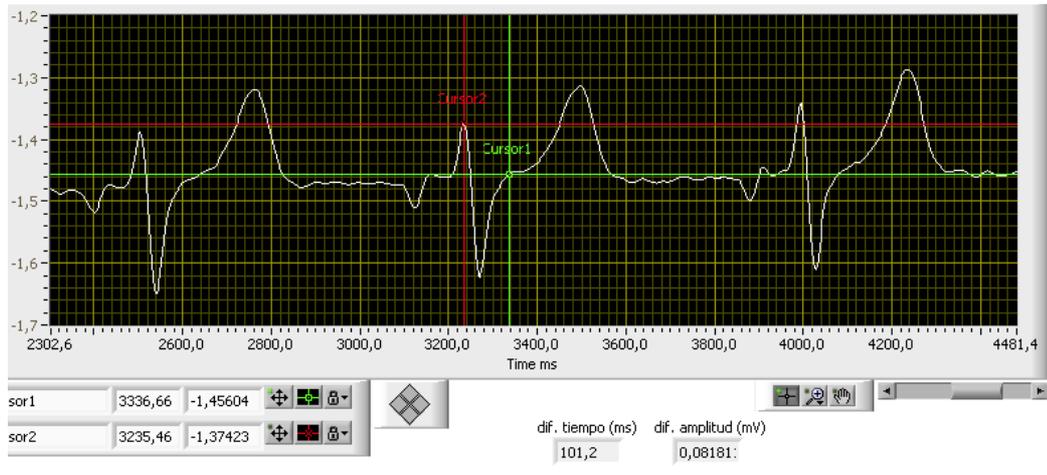


b)

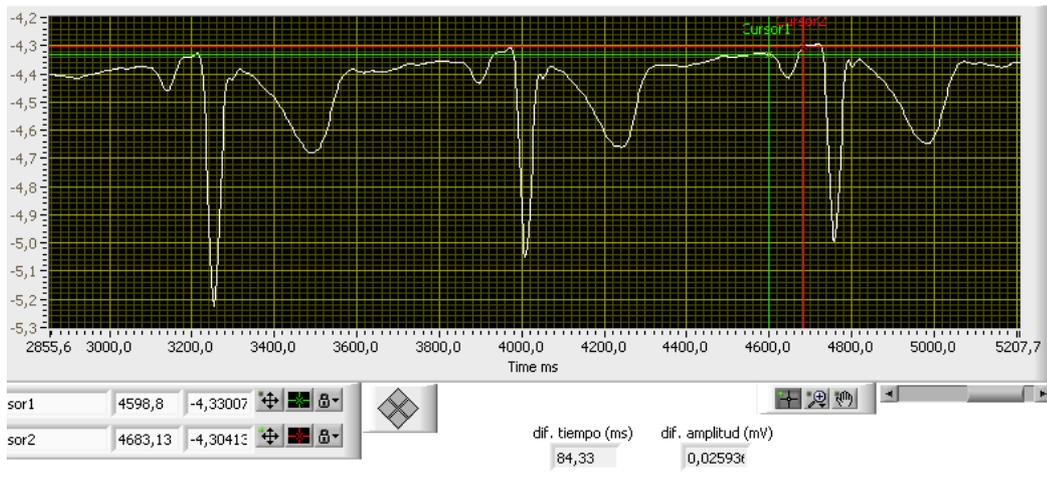


c)

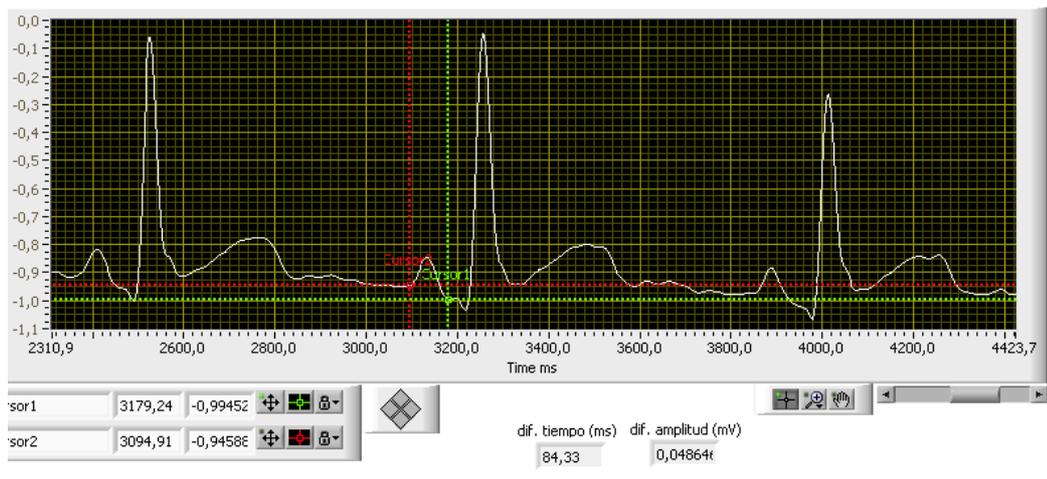
Figura 3.46 Señales de análisis en periodo de 6 segundos a) DI b) DII c) DIII



a)



b)



c)

Figura 3.47 Señales de análisis en periodo de 6 segundos a) aVL b) aVR c) aVF

Prueba realizada con la supervisión de un medico.

Señales adquiridas a través del modulo monitor las cuales se pueden apreciar en las figuras 3.48, 3.49, 3.50, segmentadas, enviadas vía RF en 2.4GHz, receptadas y enviadas a través de USB al software de análisis. Ambiente de prueba consultorio médico, no existen dispositivos eléctricos ni electrónicos y de RF a la frecuencia de 2.4 GHz (banda ISM), funcionando alrededor, paciente recostado en total estado de reposo y sin movilidad, electrodos tipo copa de succión, uso de gel en electrodos, cable de registro blindado. Esta prueba se realizo con la ayuda y bajo supervisión del Dr. Hernán Pino, medico intensivista y cardiólogo. Se adjunta el correspondiente certificado como constancia en el Anexo C.

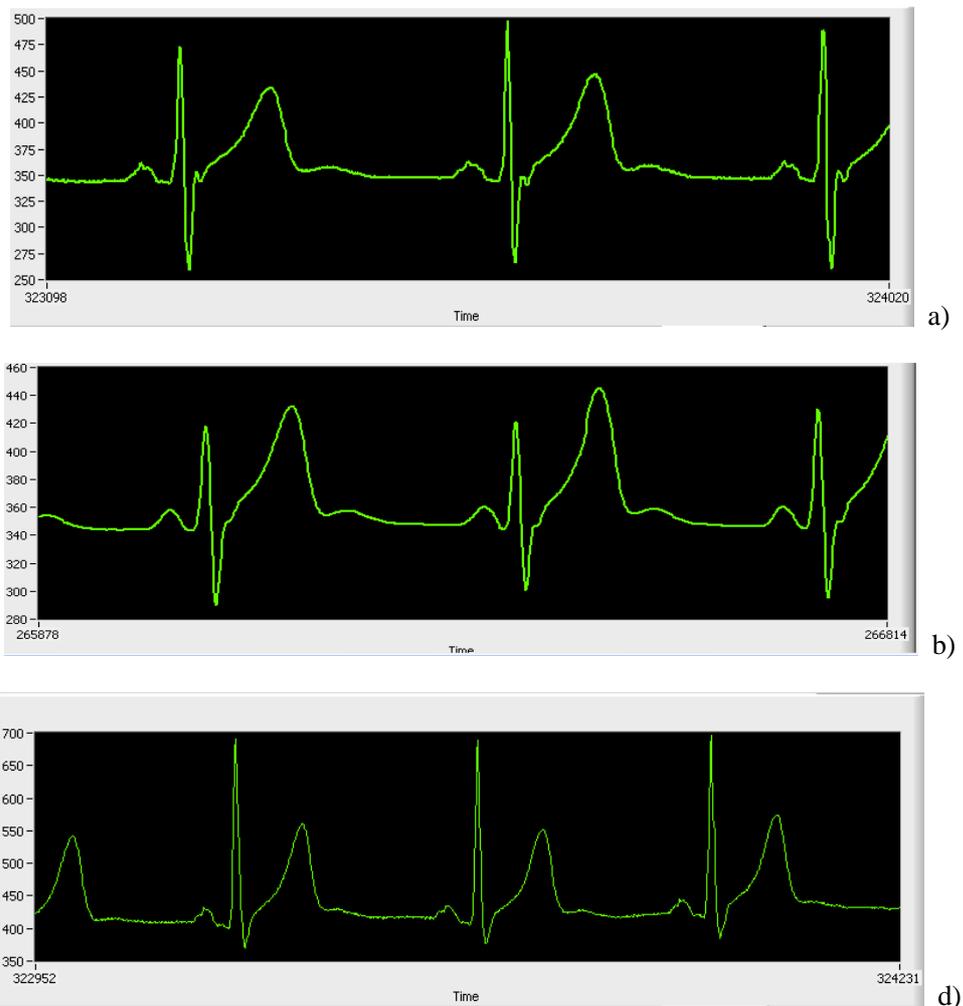


Figura 3.48 Señales de ingreso en tiempo real a) DI ingreso b) DI filtrado digital c) DII ingreso

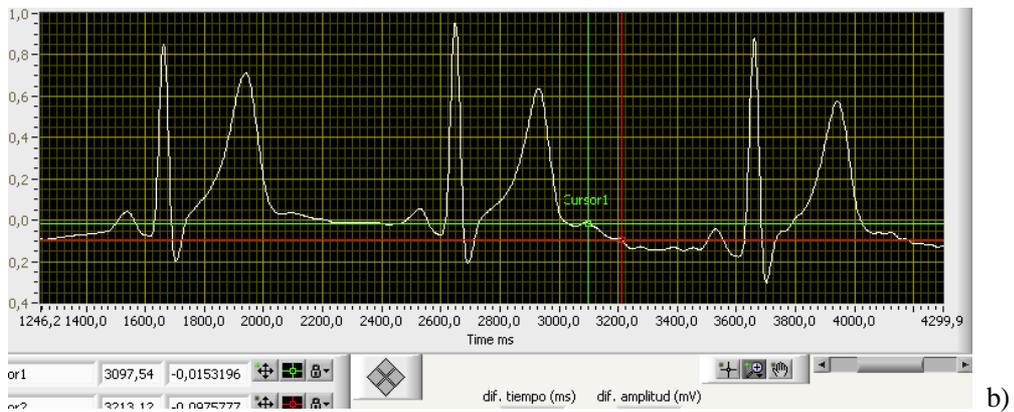
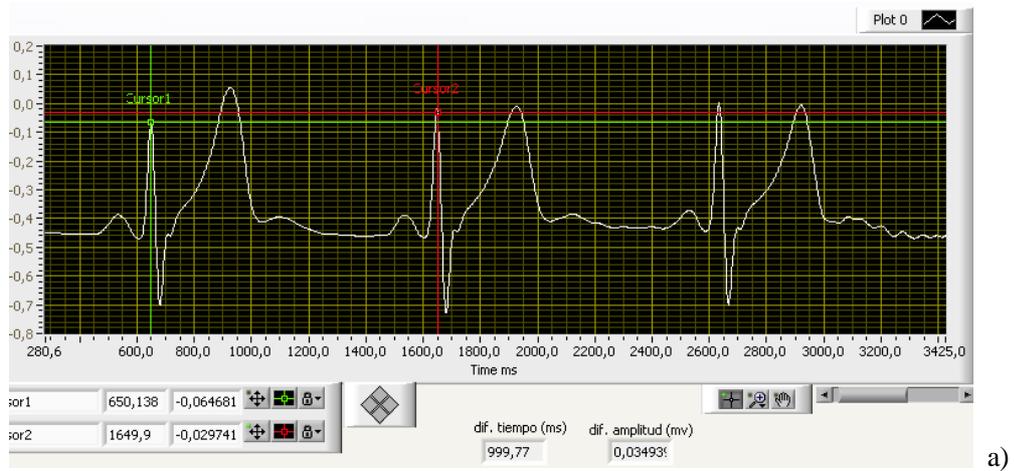
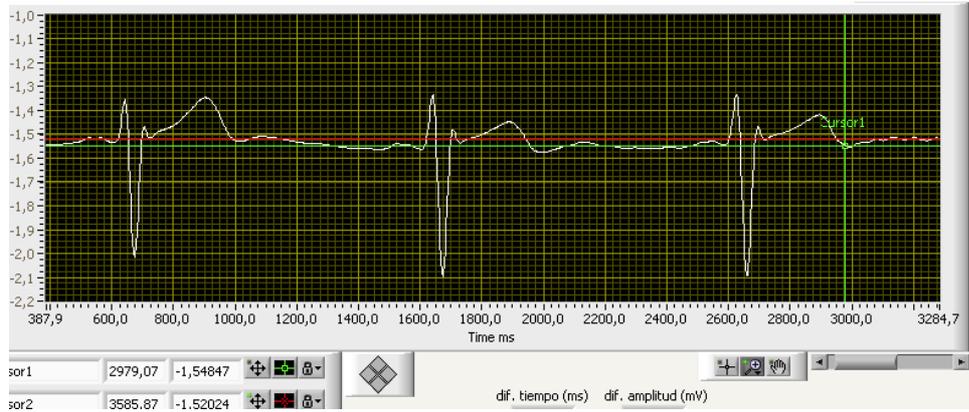


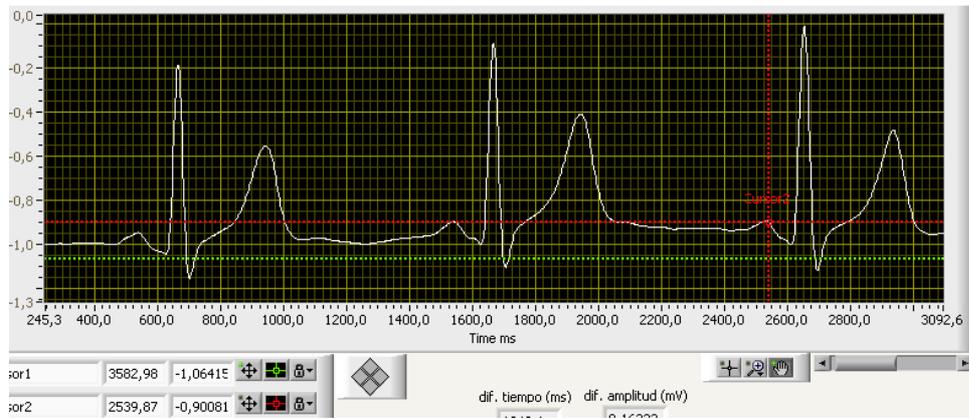
Figura 3.49 Señales de análisis en periodo de 6 segundos a) DI b) DII c) DIII



a)



b)



c)

Figura 3.50 Señales de análisis en periodo de 6 segundos a) aVL b) aVR c) aVF

3.5 CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

3.5.1 Conclusiones.

Se ha logrado cumplir con los objetivos propuestos en la realización de esta tesis, los cuales son el diseño y construcción de un sistema de monitoreo inalámbrico, que opera en la banda ISM de 2.4GHz y su posterior aplicación al registro de la señal ECG con el cumplimiento de estándares aplicados en electro medicina tanto en el campo de diseño como en el de seguridades para el paciente.

El tiempo empleado en la investigación de los fundamentos de la actividad cardiaca fue algo extenso y complejo pero fue fundamental para el entendimiento de cómo la actividad fisiológica del corazón se relaciona con las señales eléctricas que deseamos adquirir a través de las derivaciones así como la manera de interpretarlas.

A través de las etapas de diseño de hardware del equipo registrador de la señal se ha observado la importancia que tienen tanto los transductores de la señal, así como también los elementos que los conectan ya que de su desempeño depende una buena calidad en la adquisición de la señal ECG.

El realizar el diseño del hardware del equipo registrador en base a estándares como AAMI e IEC fueron fundamentales para aplicar criterios adecuados y alcanzar los requerimientos de diseño y seguridad que un equipo biomédico debe tener con el objetivo de registrar la actividad cardiaca de manera adecuada y cumplir con los requerimientos de seguridad eléctricas al paciente conectado.

A pesar de realizar una cuidadosa adquisición de la señal ECG es inevitable que la misma esté libre de interferencias dado que el mismo cuerpo genera señales que degradan la adquisición, como por ejemplo el ruido electromiográfico EMG relacionado con el movimiento, la respiración o la inducción de interferencias electromagnéticas debida a equipos que operan en las cercanías.

Con el software de análisis desarrollado en la presente tesis ofrecemos una herramienta práctica, de interfaz amigable y fácil de usar para el análisis de los parámetros de amplitud y tiempo de la señal ECG. En cuanto a la técnicas de filtrado de suavizado y promediación de la señal han dado excelentes resultados sin restar información a la señal ECG.

En cuanto a la comunicación inalámbrica en la banda ISM de 2.4GHz debemos considerar que el ambiente en el cual se opere el equipo influye en la tasa de datos que se pueden perder, dado que otros protocolos de uso comercial como bluetooth, wifi, o teléfonos inalámbricos operan en el mismo banda de frecuencias.

El modulo de comunicación TRF2.4GHz es ideal para aplicaciones que requieran el envío de datos vía RF ya que brinda facilidades como direccionamiento, selección del canal de frecuencia de operación, selección de nivel de potencia, selección de velocidad de transmisión, preámbulos y CRC en paquetes de datos de hasta 256 bits. Por esta razón el sistema de monitoreo propuesto puede ser implementado para cualquier otro tipo de aplicaciones en la cual se desea realizar comunicación inalámbrica, ya que únicamente se deberá adecuar el circuito a adquisición de la señal que se desea monitorear.

3.5.2 Recomendaciones.

Recomendamos el uso de estándares internacionales reconocidos que se aplican al campo de la electromedicina, como el caso de AAMI e IEC, para la construcción de cualquier dispositivo médico dado que estas normas guiarán un correcto diseño tanto desde el punto de vista de funcionalidad como de seguridad del equipo que sea objeto de construcción.

A pesar de que AAMI genera recomendaciones que no son de cumplimiento obligatorio estas han sido adoptadas en algunos países por organizaciones que regulan instituciones de salud, por lo cual es importante tenerlas en mente en el momento del diseño, además que nos aseguran un correcto registro de la actividad cardíaca.

El cumplimiento de la norma IEC además de ser obligatorio es fundamental para garantizar que el equipo no causará daño a las personas que lo usen durante la fase de diseño como de pruebas y uso definitivo en el área médica. Se deberá verificar las pruebas de IEC de manera periódica como un plan de mantenimiento preventivo.

Para una adquisición de la señal ECG adecuada recomendamos el uso de electrodos de cloruro de plata tipo copa de succión ya que son los que mejor resultado dieron durante la fase de prueba del equipo registrador, así como el uso de cables con blindaje conectado a tierra para evitar interferencias debida a inducciones magnéticas ocasionadas por corrientes de equipos que operen en la cercanía del registrador debido a la baja amplitud de la señal de interés.

Recomendamos el uso de amplificadores de instrumentación integrados para uso biomédico como el AD620 para la adquisición de la señal y no la construcción del amplificador de instrumentación a través de amplificadores operacionales porque esto requiere de elementos como resistores de precisión y de un trimmer para la calibración del CMRR para ajustarse a los valores exigidos por la norma y que inevitablemente con el tiempo requerirá nuevas calibraciones.

También se sugiere el uso de conversores ADC con resolución mayores a 10 bits debido a la variación muy pequeña de la señal de interés. El usar una resolución menor incluirá ruido digital de cuantización en la señal que deseamos adquirir. Se debe tener en cuenta la implementación de filtros de promediación en el Microcontrolador para la disminución de ruido en la señal adquirida.

En cuanto a la comunicación RF en 2.4GHz para esta aplicación en particular y con el objetivo de minimizar interferencias por colisiones de datos recomendamos el uso de dos canales de frecuencia diferentes para el sistema de monitoreo desarrollado en la presente tesis. Esto debido al hecho que se puede encender el segundo equipo de adquisición del sistema de monitoreo mientras el primer equipo está en funcionamiento, o viceversa.

En cuanto a la operación en diferentes ambientes, recomendamos conectar el equipo de adquisición y software de análisis y buscar la ubicación que nos garantice una f_s mayor o igual a 300 para que los datos tratados de análisis sean válidos.

Se recomienda al momento de armar el circuito en la baseta de prototipos (protoboard), colocar los elementos al nivel de dicha baseta; como resistores y diodos con sus encapsulados descansando en la superficie, esto se realiza con el fin de evitar que los elementos actúen como antena al momento de probar con señales de muy baja amplitud e intensidad (como en este caso las señales eléctricas provenientes del cuerpo).

Al momento de diseñar la tarjeta PCB se debe considerar la ubicación de los elementos lo más parecido al diseño esquemático, pero considerando que los nodos de interconexión entre elementos no sobrepasen en distancias exageradas.

Bibliografía

- Consultas Ing. Leonel Pérez docente de la Universidad del Azuay.

Textos consultados.

- Desiree Vélez Rodríguez – Osende Olea, 2006, ECG Pautas de Electrocardiografía, Editorial Marban libros, España.
- Dale Dubin, 2000, Electrocardiografía Práctica - Lesión, trazado e interpretación, Editorial interamericana, México.
- Robert B. Northrop, 2004, Analysis and Application of Analog Electronic Circuits to Biomedical Instrumentation, Editorial CRC Press LLC, Estados Unidos de America.
- Metin Akay, 2006, Wiley encyclopedia of biomedical engineering, Editorial John Wiley & Sons, Estados Unidos de America.
- Robert F. Coughlin – Frederick Driscoll, 1999, Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales, Editorial Prentice Hall Hispanoamérica, México.
- Dogan Ibrahim, 2008, Advanced PIC Microcontroller Projects in C, Editorial Elsevier, Estados Unidos de America.
- Cory L. Clark, 2005, Labview digital signal processing and digital communications, Editorial Mcgraw-Hill, Estados Unidos de America.

Artículos consultados.

- Gustavo Betancourt, Eduardo Giraldo, John Franco, 2004, Reconocimiento de patrones de movimiento a partir de señales electromiográficas, Universidad tecnológica de Pereira.

- Leif Sornmo - Pablo Laguna, 2006, Electrocardiogram ECG signal processing, Universidad de Zaragoza, España.
- M. De la Parte - A. Guia - H. Garrillo - M.Cañizares, 2001, Sistemas para pruebas de electrocardiografía, II Congreso Latinoamericano de Ingeniería Biomédica, Cuba.
- Marttin Oliveri, 2004, Elementos de diseño de circuitos de Amplificación del ECG, Universidad de la República. Uruguay
- Ignacio de León - Franco Simini - Daniel Geido - Jorge Lobo, 2006, Análisis y definición de ensayos para verificar el cumplimiento de la norma IEC 60601-1:2006 secciones 8.7 y 8.8 del Monitor Fetal COROMETRICS modelo 111, Universidad de la República, Uruguay.
- Enrique Llamosa - Luis meza - Hernando Parra, 2006, Fundamentos para el diseño de la prueba de seguridad eléctrica para equipo biomédico con base en la norma NTC-ISO-IEC-60601-1, Universidad Tecnológica de Pereira.

Hojas Técnicas.

- TRF2.4G Datasheet.
- AD620 Datasheet
- TL084 Datasheet.
- PIC18F2550 Datasheet.
- 4066B Datasheet

ANEXOS

ANEXO A

1. OBTENCIÓN DE FORMULAS PARA CALCULO DE III, aVL, aVR, aVF A PARTIR DE I Y II.

El registro de la señal ECG puede conseguirse a través de la medición diferencial de amplitud entre dos puntos. Cada registro diferencial es referido como una derivación. Einthoven uso tres derivaciones nombradas como I II III y son definidas como:

$$I = V_{LA} - V_{RA}$$

$$II = V_{LL} - V_{RA}$$

$$III = V_{LL} - V_{LA}$$

Como el cuerpo humano es un buen conductor de electricidad, los electrodos de las derivaciones anotadas pueden colocarse sobre el torso como se aprecia en la *figura A.1*. Cerca de los hombros y las caderas en lugar de las extremidades sin que esto ocasione perdida alguna de información sobre la actividad eléctrica cardiaca¹⁸.

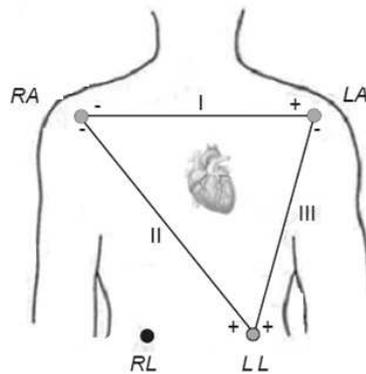


Figura A.1. Ubicación de los electrodos de registro sobre torso.

La relación lineal $II=I+III$ se mantiene y es conocida como la ley de Einthoven. Adicionando el concepto de que el registro de las derivaciones unipolares se obtiene combinando los tres miembros anteriores juntos y definiendo su potencial promedio como un punto de referencia para las derivaciones unipolares. De esta manera cada

¹⁸ Tomado de Wiley - Encyclopedia of Biomedical Engineering – Electrocardiogram ECG: Automated Diagnosis.

derivación puede registrar la diferencia de amplitud con respecto a la misma referencia.

Las derivaciones aumentadas son:

$$aVL = \frac{2V_{LA} - V_{RA} - V_{LL}}{2}$$

$$aVR = \frac{2V_{RA} - V_{LA} - V_{LL}}{2}$$

$$aVF = \frac{2V_{LL} - V_{RA} - V_{LA}}{2}$$

En base a estas formulas, solamente reemplazando sus equivalencias se obtiene:

$$II = I + III \quad \therefore \quad III = II - I$$

Para las derivaciones aumentadas solamente se reordenan y agrupan términos como se muestra a continuación.

$$aVL = \frac{2V_{LA} - V_{RA} - V_{LL}}{2}$$

$$aVL = \frac{V_{LA} + V_{LA} - V_{RA} - V_{LL}}{2}$$

$$aVL = \frac{V_{LA} - V_{RA} + V_{LA} - V_{LL}}{2}$$

Reemplazando por las equivalencias $I = V_{LA} - V_{RA}$ y $III = V_{LL} - V_{LA}$ tenemos:

$$aVL = \frac{I - III}{2}$$

En base al mismo criterio obtenemos las formulas restantes:

$$aVR = -\frac{I+II}{2}$$

$$aVF = \frac{II+III}{2}$$

2. CIRCUITO DE PIERNA DERECHA.

Una manera de disminuir los voltajes en modo común que pudieran ingresarse durante la adquisición de la señal electrocardiográfica es la utilización del circuito de pierna derecha, conocido también como derivación de pierna derecha. Su función es censar el voltaje en modo común, invertirlo, amplificarlo y realimentarlo a través de la pierna derecha.¹⁹

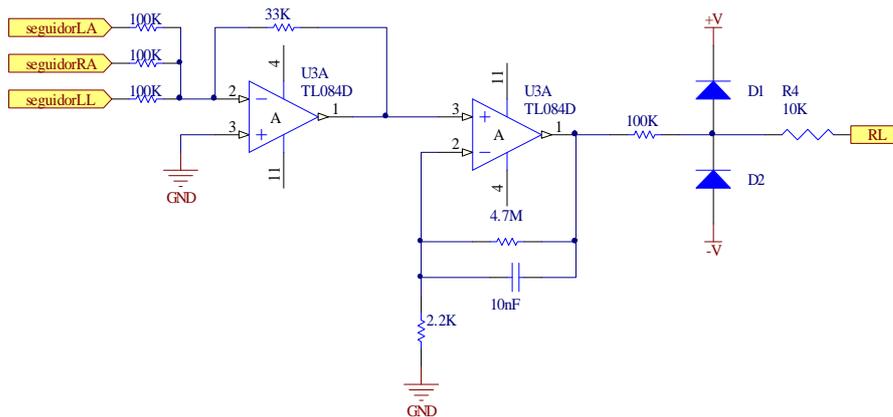


Figura A.2 Circuito de Pierna derecha.

En este circuito el voltaje en modo común es censado de los tres electrodos activos a través de un circuito sumador inversor configurado como promediador a través de los valores de resistencias mostrados en la grafica. El siguiente bloque provee la amplificación del circuito y se calcula de la siguiente manera:

El voltaje de ingreso al bloque de amplificación no inversor es $-V_{cm}$, con lo cual el voltaje de salida de esta amplificador es:

$$V_o = -V_{cm} \left(1 + \frac{R_f}{R_1} \right)$$

Calculamos el valor de corriente i_d de descarga que fluiría desde el paciente hacia el circuito de pierna derecha como.

¹⁹Tomado del Artículo: Elementos de diseño de circuitos de Amplificación del ECG

$$i_d = \frac{V_{CM} - V_o}{R_T}$$

En donde el valor de R_T es la resistencia vista desde el electrodo de pierna derecha hasta la salida del amplificador no inversor, que para nuestro caso es de $110K\Omega$.

$$i_d = \frac{V_{CM} - \left(-V_{cm} \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right)\right)}{R_T}$$

De este punto despejando V_{cm} tenemos:

$$V_{cm} = \frac{i_d R_T}{\left(2 + \frac{R_f}{R_1}\right)}$$

Como paso final, calculamos la resistencia que observaría la corriente i_d que fluye hacia el circuito de pierna derecha como:

$$R_{in} = \frac{V_{cm}}{i_d} = \frac{R_T}{\left(2 + \frac{R_f}{R_1}\right)}$$

De esta formula se concluye que la parte del denominador debe ser lo mas grande posible con el objetivo que la resistencia de descarga para cualquier corriente sea lo mas pequeña posible, lo cual se reflejara en una ganancia alta del amplificador no inversor. La selección de los valores de resistencias se los realizó en base a lo recomendado en Elementos de diseño de circuitos de Amplificación del ECG, los mismos que indican:

Se requiere que V_{cm} sea lo mas pequeña posible, esto implica que tenga un camino a tierra con baja impedancia lo que se logra eligiendo R_f grande y R_1 relativamente chica. Valores típicos de $R_1=2.5 k\Omega$, $R_T=100 k\Omega$ y $R_f=5 M\Omega$ resultan en una resistencia de descarga a tierra de:

$$R_{in} = \frac{110K\Omega}{\left(2 + \frac{4.7M\Omega}{2.2K\Omega}\right)} = 51.44\Omega$$

3. DATOS TÉCNICOS TL084

En esta sección se presentan los datos técnicos del amplificador operacional JFET TL084 usado en la implementación de esta tesis.

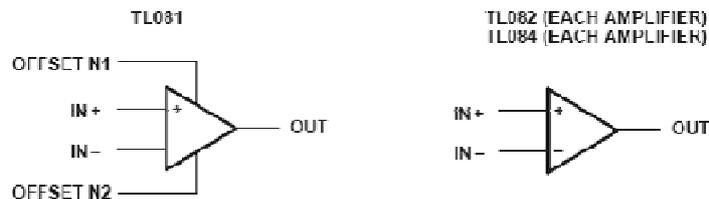
- Low Power Consumption
- Wide Common-Mode and Differential Voltage Ranges
- Low Input Bias and Offset Currents
- Output Short-Circuit Protection
- Low Total Harmonic Distortion . . . 0.003% Typ
- High Input Impedance . . . JFET-Input Stage
- Latch-Up-Free Operation
- High Slew Rate . . . 13 V/ μ s Typ
- Common-Mode Input Voltage Range Includes V_{CC+}

description

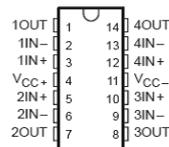
The TL08x JFET-input operational amplifier family is designed to offer a wider selection than any previously developed operational amplifier family. Each of these JFET-input operational amplifiers incorporates well matched, high voltage JFET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit. The devices feature high slew rates, low input bias and offset currents, and low offset voltage temperature coefficient. Offset adjustment and external compensation options are available within the TL08x family.

The C-suffix devices are characterized for operation from 0°C to 70°C. The I-suffix devices are characterized for operation from -40°C to 85°C. The Q suffix devices are characterized for operation from -40°C to 125°C. The M-suffix devices are characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C.

symbols



TL084, TL084A, TL084B
D, J, N, PW, OR W PACKAGE
(TOP VIEW)



operating characteristics, $V_{CC\pm} = \pm 15$ V, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS			MIN	TYP	MAX	UNIT
SR Slew rate at unity gain	$V_I = 10$ V,	$R_L = 2$ k Ω ,	$C_L = 100$ pF, See Figure 1	8*	13		V/ μ s
	$V_I = 10$ V, $T_A = -55^\circ\text{C}$ to 125°C ,	$R_L = 2$ k Ω ,	$C_L = 100$ pF, See Figure 1	5*			
t_r Rise time	$V_I = 20$ mV,	$R_L = 2$ k Ω ,	$C_L = 100$ pF, See Figure 1		0.05		μ s
Overshoot factor				20%			
V_n Equivalent input noise voltage	$R_S = 20$ Ω	$f = 1$ kHz			18		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
		$f = 10$ Hz to 10 kHz			4		μ V
I_n Equivalent input noise current	$R_S = 20$ Ω ,	$f = 1$ kHz			0.01		pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
THD Total harmonic distortion	$V_{\text{rms}} = 6$ V, $f = 1$ kHz	$A_{VD} = 1$,	$R_S \leq 1$ k Ω ,	$R_L \geq 2$ k Ω ,	0.003%		

*On products compliant to MIL-PRF-38535 this parameter is not production tested

electrical characteristics, $V_{CC} \pm = \pm 15$ V (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	T_A	TL081M, TL082M			TL084Q, TL084M			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_{IO}	Input offset voltage	$V_O = 0, R_S = 50 \Omega$	25°C	3	6	3	9	mV	
			Full range		9		15		
α_{VIO}	Temperature coefficient of input offset voltage	$V_O = 0, R_S = 50 \Omega$	Full range	10		10		$\mu V/^\circ C$	
I_{IO}	Input offset current‡	$V_O = 0$	25°C	5	100	5	100	pA	
			125°C	20		20		nA	
I_B	Input bias current‡	$V_O = 0$	25°C	30	200	30	200	pA	
			125°C	50		50		nA	
V_{ICR}	Common-mode input voltage range		25°C	± 11	± 12 10 15	± 11	± 12 10 15	V	
V_{OM}	Maximum peak output voltage swing	$R_L = 10 k\Omega$	25°C	± 12	± 13.5	± 12	± 13.5	V	
		$R_L \geq 10 k\Omega$	Full range	± 12		± 12			
		$R_L \geq 2 k\Omega$		± 10	± 12	± 10	± 12		
A_{VD}	Large-signal differential voltage amplification	$V_O = \pm 10$ V, $R_L \geq 2 k\Omega$	25°C	25	200	25	200	V/mV	
		$V_O = \pm 10$ V, $R_L \geq 2 k\Omega$	Full range	15		15			
B_1	Unity-gain bandwidth		25°C	3		3		MHz	
r_i	Input resistance		25°C	10^{12}		10^{12}		Ω	
CMRR	Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = V_{ICRmin}, V_O = 0, R_S = 50 \Omega$	25°C	80	86	80	86	dB	
k_{SVR}	Supply voltage rejection ratio ($\Delta V_{CC} / \Delta V_{IO}$)	$V_{CC} = \pm 15$ V to ± 9 V, $V_O = 0, R_S = 50 \Omega$	25°C	80	86	80	86	dB	
I_{CC}	Supply current (per amplifier)	$V_O = 0, \text{No load}$	25°C	1.4	2.8	1.4	2.8	mA	
V_{C1}/V_{O2}	Crosstalk attenuation	$A_{VD} = 100$	25°C	120		120		dB	

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)†

	TL08_C TL08_AC TL08_BC	TL08_I	TL084Q	TL08_M	UNIT	
Supply voltage, V_{CC+} (see Note 1)	18	18	18	18	V	
Supply voltage V_{CC-} (see Note 1)	-18	-18	-18	-18	V	
Differential input voltage, V_{ID} (see Note 2)	± 30	± 30	± 30	± 30	V	
Input voltage, V_I (see Notes 1 and 3)	± 15	± 15	± 15	± 15	V	
Duration of output short circuit (see Note 4)	unlimited	unlimited	unlimited	unlimited		
Continuous total power dissipation	See Dissipation Rating Table					
Operating free-air temperature range, T_A	0 to 70	-40 to 85	-40 to 125	-55 to 125	$^\circ C$	
Storage temperature range, T_{stg}	-65 to 150	-65 to 150	-65 to 150	-65 to 150	$^\circ C$	
Case temperature for 60 seconds, T_C	FK package				260	$^\circ C$
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 60 seconds	J or JG package				300	$^\circ C$
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	D, N, P, or PW package				260	$^\circ C$

Esto en cuanto a la información básica, para mayores detalles se recomienda visitar la página del fabricante²⁰ y descargar la hoja de datos completa.

²⁰ www.ti.com

4. DATOS TÉCNICOS AD620.

FEATURES

EASY TO USE

Gain Set with One External Resistor
(Gain Range 1 to 1000)

Wide Power Supply Range (± 2.3 V to ± 18 V)
Higher Performance than Three Op Amp IA Designs
Available in 8-Lead DIP and SOIC Packaging
Low Power, 1.3 mA max Supply Current

EXCELLENT DC PERFORMANCE ("B GRADE")

50 μ V max, Input Offset Voltage
0.6 μ V/ $^{\circ}$ C max, Input Offset Drift
1.0 nA max, Input Bias Current
100 dB min Common-Mode Rejection Ratio ($G = 10$)

LOW NOISE

9 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$, @ 1 kHz, Input Voltage Noise
0.28 μ V p-p Noise (0.1 Hz to 10 Hz)

EXCELLENT AC SPECIFICATIONS

120 kHz Bandwidth ($G = 100$)
15 μ s Settling Time to 0.01%

APPLICATIONS

Weigh Scales
ECG and Medical Instrumentation
Transducer Interface
Data Acquisition Systems
Industrial Process Controls
Battery Powered and Portable Equipment

PRODUCT DESCRIPTION

The AD620 is a low cost, high accuracy instrumentation amplifier that requires only one external resistor to set gains of 1 to

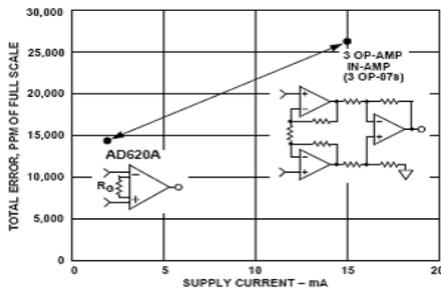
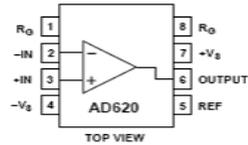


Figure 1. Three Op Amp IA Designs vs. AD620

CONNECTION DIAGRAM

8-Lead Plastic Mini-DIP (N), Cerdip (Q)
and SOIC (R) Packages



1000. Furthermore, the AD620 features 8-lead SOIC and DIP packaging that is smaller than discrete designs, and offers lower power (only 1.3 mA max supply current), making it a good fit for battery powered, portable (or remote) applications.

The AD620, with its high accuracy of 40 ppm maximum nonlinearity, low offset voltage of 50 μ V max and offset drift of 0.6 μ V/ $^{\circ}$ C max, is ideal for use in precision data acquisition systems, such as weigh scales and transducer interfaces. Furthermore, the low noise, low input bias current, and low power of the AD620 make it well suited for medical applications such as ECG and noninvasive blood pressure monitors.

The low input bias current of 1.0 nA max is made possible with the use of Superbeta processing in the input stage. The AD620 works well as a preamplifier due to its low input voltage noise of 9 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ at 1 kHz, 0.28 μ V p-p in the 0.1 Hz to 10 Hz band, 0.1 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ input current noise. Also, the AD620 is well suited for multiplexed applications with its settling time of 15 μ s to 0.01% and its cost is low enough to enable designs with one in-amp per channel.

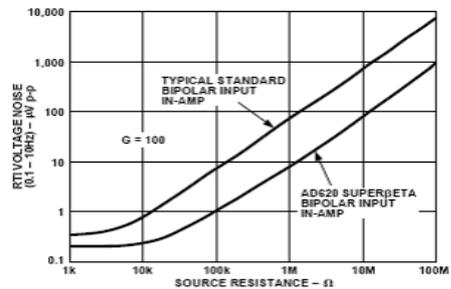


Figure 2. Total Voltage Noise vs. Source Resistance

Model	Conditions	AD620A			AD620B			AD620S ¹			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
GAIN	$G = 1 + (49.4 \text{ k}/R_G)$										
Gain Range		1		10,000	1		10,000	1		10,000	
Gain Error ²	$V_{OUT} = \pm 10 \text{ V}$										
G = 1			0.03	0.10		0.01	0.02		0.03	0.10	%
G = 10			0.15	0.30		0.10	0.15		0.15	0.30	%
G = 100			0.15	0.30		0.10	0.15		0.15	0.30	%
G = 1000			0.40	0.70		0.35	0.50		0.40	0.70	%
Nonlinearity, G = 1-1000 G = 1-100	$V_{OUT} = -10 \text{ V to } +10 \text{ V},$ $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ $R_L = 2 \text{ k}\Omega$		10	40		10	40		10	40	ppm
Gain vs. Temperature	G = 1 Gain > 1 ²			10			10			10	ppm/°C
				-50			-50			-50	ppm/°C
VOLTAGE OFFSET	(Total RTI Error = $V_{OSI} + V_{OSO}/G$)										
Input Offset, V_{OSI}	$V_S = \pm 5 \text{ V to } \pm 15 \text{ V}$		30	125		15	50		30	125	μV
Over Temperature	$V_S = \pm 5 \text{ V to } \pm 15 \text{ V}$			185			85			225	μV
Average TC	$V_S = \pm 5 \text{ V to } \pm 15 \text{ V}$		0.3	1.0		0.1	0.6		0.3	1.0	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Output Offset, V_{OSO}	$V_S = \pm 15 \text{ V}$		400	1000		200	500		400	1000	μV
Over Temperature	$V_S = \pm 5 \text{ V}$			1500			750			1500	μV
Average TC	$V_S = \pm 5 \text{ V to } \pm 15 \text{ V}$			2000			1000			2000	μV
Offset Referred to the Input vs. Supply (PSR)	$V_S = \pm 2.3 \text{ V to } \pm 18 \text{ V}$		5.0	15		2.5	7.0		5.0	15	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
G = 1		80	100		80	100		80	100		dB
G = 10		95	120		100	120		95	120		dB
G = 100		110	140		120	140		110	140		dB
G = 1000		110	140		120	140		110	140		dB
INPUT CURRENT											
Input Bias Current			0.5	2.0		0.5	1.0		0.5	2	nA
Over Temperature				2.5			1.5			4	nA
Average TC			3.0			3.0			8.0		$\text{pA}/^\circ\text{C}$
Input Offset Current			0.3	1.0		0.3	0.5		0.3	1.0	nA
Over Temperature				1.5			0.75			2.0	nA
Average TC			1.5			1.5			8.0		$\text{pA}/^\circ\text{C}$
INPUT											
Input Impedance											
Differential			10 2			10 2			10 2		$\text{G}\Omega/\text{pF}$
Common-Mode			10 2			10 2			10 2		$\text{G}\Omega/\text{pF}$
Input Voltage Range ³	$V_S = \pm 2.3 \text{ V to } \pm 5 \text{ V}$	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.2$	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.2$	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.2$	V
Over Temperature	$V_S = \pm 5 \text{ V to } \pm 18 \text{ V}$	$-V_S + 2.1$		$+V_S - 1.3$	$-V_S + 2.1$		$+V_S - 1.3$	$-V_S + 2.1$		$+V_S - 1.3$	V
Over Temperature		$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.4$	V
Common-Mode Rejection Ratio DC to 60 Hz with 1 k Ω Source Imbalance	$V_{CM} = 0 \text{ V to } \pm 10 \text{ V}$	$-V_S + 2.1$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 2.1$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 2.3$		$+V_S - 1.4$	V
G = 1		73	90		80	90		73	90		dB
G = 10		93	110		100	110		93	110		dB
G = 100		110	130		120	130		110	130		dB
G = 1000		110	130		120	130		110	130		dB
OUTPUT											
Output Swing	$R_L = 10 \text{ k}\Omega,$ $V_S = \pm 2.3 \text{ V to } \pm 5 \text{ V}$	$-V_S + 1.1$		$+V_S - 1.2$	$-V_S + 1.1$		$+V_S - 1.2$	$-V_S + 1.1$		$+V_S - 1.2$	V
Over Temperature	$V_S = \pm 5 \text{ V to } \pm 18 \text{ V}$	$-V_S + 1.4$		$+V_S - 1.3$	$-V_S + 1.4$		$+V_S - 1.3$	$-V_S + 1.6$		$+V_S - 1.3$	V
Over Temperature		$-V_S + 1.2$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 1.2$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 1.2$		$+V_S - 1.4$	V
Short Current Circuit		$-V_S + 1.6$		$+V_S - 1.5$	$-V_S + 1.6$		$+V_S - 1.5$	$-V_S + 2.3$		$+V_S - 1.5$	V
			± 18			± 18			± 18		mA

Model	Conditions	AD620A			AD620B			AD620S ¹			Units	
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
DYNAMIC RESPONSE												
Small Signal -3 dB Bandwidth	10 V Step											
G = 1			1000			1000			1000		kHz	
G = 10			800			800			800		kHz	
G = 100			120			120			120		kHz	
G = 1000			12			12			12		kHz	
Slew Rate		0.75	1.2		0.75	1.2		0.75	1.2		V/μs	
Settling Time to 0.01%											μs	
G = 1-100			15			15			15		μs	
G = 1000			150			150			150		μs	
NOISE												
Voltage Noise, 1 kHz	$Total\ RTI\ Noise = \sqrt{(\epsilon_{ni}^2) + (\epsilon_{no}/G)^2}$											
Input, Voltage Noise, ϵ_{ni}			9	13		9	13		9	13	nV/√Hz	
Output, Voltage Noise, ϵ_{no}			72	100		72	100		72	100	nV/√Hz	
RTI, 0.1 Hz to 10 Hz												μV p-p
G = 1				3.0			3.0	6.0		3.0	6.0	μV p-p
G = 10			0.55			0.55	0.8		0.55	0.8	μV p-p	
G = 100-1000			0.28			0.28	0.4		0.28	0.4	μV p-p	
Current Noise	f = 1 kHz		100			100			100		fA/√Hz	
0.1 Hz to 10 Hz			10			10			10		pA p-p	
REFERENCE INPUT												
R_{IN}	$V_{IN+}, V_{REF} = 0$		20			20			20		kΩ	
I_{IN}			+50	+60		+50	+60		+50	+60	μA	
Voltage Range			$-V_S + 1.6$	$+V_S - 1.6$		$-V_S + 1.6$	$+V_S - 1.6$		$-V_S + 1.6$	$+V_S - 1.6$		V
Gain to Output				1 ± 0.0001			1 ± 0.0001			1 ± 0.0001		
POWER SUPPLY												
Operating Range ⁴	$V_S = \pm 2.3\text{ V to } \pm 18\text{ V}$		± 2.3			± 2.3			± 2.3		V	
Quiescent Current				0.9	1.3		0.9	1.3		0.9	1.3	mA
Over Temperature				1.1	1.6		1.1	1.6		1.1	1.6	mA
TEMPERATURE RANGE												
For Specified Performance				-40 to +85			-40 to +85			-55 to +125	°C	

Para mayores detalles se puede visitar la página del fabricante²¹.

²¹ www.analog.com

5. CÓDIGO DE PROGRAMA PARA TRANSMISORES MIKROC.

Modulo Transmisor # 2.

```
#define CE PORTC.F0
#define DR1 PORTC.F1
#define CS PORTC.F2

unsigned short I;
unsigned short buffer;

unsigned int valorADC;
unsigned int valorADC1;
unsigned int valorADC2;
unsigned short Dir_Trans;
unsigned short canal1_1;
unsigned short canal1_2;
unsigned short canal2_1;
unsigned short canal2_2;
unsigned short canal_bat1;
unsigned short canal_bat2;

unsigned short Direccion;
unsigned short x;

void config_TRF (void);
void confirecep (void);
void confitrans (void);
void transmitir (void);

void main(void) {

    TRISC.F0=0;
    TRISC.F1=1;
    TRISC.F2=0;

    Spi_Init_Advanced(MASTER_OSC_DIV64,
DATA_SAMPLE_MIDDLE, CLK_IDLE_LOW,
LOW_2_HIGH) ;

    CE=0;
    CS=0;

    config_TRF();

    CS=0;
    CE=1;
    I=0;

    Direccion=0b00000001;

    confitrans();
    ADCON1=0b00001100;
    TRISA=0b1111;

    trisb.F7=0;

    for (I=0;I<20;I++){
        portb.f7=1;
        Delay_ms(100);
        portb.f7=0;

        Delay_ms(100);
    }

    void confi_lcd (void){

        Delay_ms(100);
    }

    while (1){
        valorADC1=0;
        valorADC=0;

        for(x=0;x<15;x++){
            valorADC=Adc_read(0);
            delay_us(4);

            valorADC1=valorADC1+valorADC;
        }

        valorADC1= valorADC1/15;
        canal1_1 = valorADC1/256;

        switch (canal1_1) {
            case
0:canal1_2=valorADC1; break;
            case
1:canal1_2=valorADC1-256; break;
            case
2:canal1_2=valorADC1-512; break;
            case
3:canal1_2=valorADC1-768; break;
            case
4:canal1_2=valorADC1-768;canal1_1=3;
break;
        }

        valorADC2=0;
        valorADC=0;

        for(x=0;x<3;x++){
            valorADC=Adc_read(1);
            delay_us(4);

            valorADC2=valorADC2+valorADC;
        }

        canal2_2 = valorADC2/12;
        canal2_1=0;
        canal_bat1=0;
        canal_bat2=0;

        transmitir();

        delay_us(210);
        delay_us(1030);
    }

    Delay_ms(100);
}

void confi_lcd (void){
```

```

    Lcd_Config(&PORTB, 2, 3, 1, 7, 6, 5, 4);
    Lcd_Cmd(LCD_CURSOR_OFF);
    Lcd_Out(1, 1, "SPI 18F2550!");
    Delay_ms(2000);
    Lcd_Cmd(Lcd_Clear);
}

void config_TRF (void){

    Lcd_Out(1, 1, "Config TRF2.4G!");
    Delay_ms(2000);

    CE=0;
    CS=1;
    delay_us (220) ;

    I=0b00000000;
    Spi_Write(I);
    I=0b00111000;
    Spi_Write(I);
    I=0b00000000;
    Spi_Write(I);
    I=0b00000010;
    Spi_Write(I);
    I=0b00100011;
    Spi_Write(I);
    I=0b01001111;
    Spi_Write(I);
    I=0b00000000;
    Spi_Write(I);
    CE=1;
    CS=0 ;
    Lcd_Cmd(Lcd_Clear);
}

void confirecep (void){

    CE=0;
    CS=1;
    Delay_us(220);
    I=0b00000001;
    Spi_Write(I);
    CE=1;
    CS=0;
    Delay_us(220);
}

void confitrans (void){

    CE=0;
    CS=1;
    Delay_us(220);
    I=0b00000000;
    Spi_Write(I);
    CE=1;
    CS=0;
    Delay_us(220);
}

void transmitir (void){

    CS=0;
    CE=1;

    Delay_us(220);

    Spi_Write(Direccion);
    Spi_Write(3);
    Spi_Write(canal1_1);
    Spi_Write(canal1_2);
    Spi_Write(canal2_1);
    Spi_Write(canal2_2);
    Spi_Write(canal_bat1);
    Spi_Write(canal_bat2);

    CE=0;
    Delay_us(220);
}

```

Código modulo Transmisor # 1

```

#define CE PORTC.F0
#define DR1 PORTC.F1
#define CS PORTC.F2

unsigned short I;

unsigned short buffer;

unsigned int valorADC;
unsigned int valorADC1;
unsigned int valorADC2;
unsigned short Dir_Trans;
unsigned short canal1_1;

unsigned short canal1_2;
unsigned short canal2_1;
unsigned short canal2_2;
unsigned short canal_bat1;
unsigned short canal_bat2;

unsigned short Direccion;
unsigned short x;
void config_TRF (void);
void confirecep (void);
void confitrans (void);
void transmitir (void);

```

```

void main() {
    TRISC.F0=0;
    TRISC.F1=1;
    TRISC.F2=0;

    TRISA=0b0000111;
    ADCON1=0b00001100;

    Spi_Init_Advanced(MASTER_OSC_DIV4,
    DATA_SAMPLE_MIDDLE, CLK_IDLE_LOW,
    LOW_2_HIGH) ;

    CE=0;
    CS=0;

    config_TRF();

    CS=0;
    CE=1;
    I=0;

    Direccion=0b00000001;

    configtrans();

    trisb.F7=0;

    for (I=0;I<20;I++){
        portb.f7=1;
        Delay_ms(100);
        portb.f7=0;
        Delay_ms(100);
    }

    while (1){
        valorADC1=valorADC1+1;
        canal1_1 = valorADC1/256;

        switch (canal1_1) {
            case
0:canal1_2=valorADC; break;
            case
1:canal1_2=valorADC-256; break;
            case
2:canal1_2=valorADC-512; break;
            case
3:canal1_2=valorADC-768; break;
        }

        delay_us(10);

        valorADC2=valorADC2+1;
        canal2_1 = valorADC2/256;

        switch (canal2_1) {
            case
0:canal2_2=valorADC; break;
            case
1:canal2_2=valorADC-256 ; break;
            case
2:canal2_2=valorADC-512; break;
            case
3:canal2_2=valorADC-768; break;
        }

        canal_bat2=0;

        if(valorADC1>=1023){
            valorADC1=0;
        }

        if(valorADC2>=1023){
            valorADC2=0;
        }

        transmitir();
        delay_ms(1);
    }

    Delay_ms(1000);
}

void confi_lcd (void){
    Lcd_Config(&PORTB, 2, 3,1, 7, 6, 5, 4);
    Lcd_Cmd(LCD_CURSOR_OFF);
    Lcd_Out(1, 1, "SPI 18F2550!");
    Delay_ms(2000);
    Lcd_Cmd(Lcd_Clear);
}

void config_TRF (void){
    Lcd_Out(1, 1, "Config TRF2.4G!");
    Delay_ms(2000);

    CE=0;
    CS=1;
    delay_us (220);
    I=0b00000000;
    Spi_Write(I);
    I=0b00111000;
    Spi_Write(I);
    I=0b00000000;
    Spi_Write(I);
    I=0b00100011;
    Spi_Write(I);
    I=0b01001111;
    Spi_Write(I);
    I=0b00000000;
    Spi_Write(I);
    CE=1;
    CS=0 ;
    Lcd_Cmd(Lcd_Clear);
}

void confirecep (void){
    CE=0;
}

```

```

    CS=1;
    Delay_us(220);
    I=0b00000001;
    Spi_Write(I);
    CE=1;
    CS=0;
    Delay_us(220);
}

void confitrans (void){
    CE=0;
    CS=1;
    Delay_us(220);
    I=0b00000000;
    Spi_Write(I);
    CE=1;
    CS=0;
    Delay_us(220);
}

void transmitir (void){
    CS=0;
    CE=1;
    Delay_us(220);

    Spi_Write(Direccion);
    Spi_Write(2);
    Spi_Write(canal1_1);
    Spi_Write(canal1_2);
    Spi_Write(canal2_1);
    Spi_Write(canal2_2);
    Spi_Write(canal_bat1);
    Spi_Write(canal_bat2);

    CE=0;
    Delay_us(220);
}

```

ANEXO B

1. FUNDAMENTOS USB.

USB es un sistema de conectividad concentrado en el host, pues este es el que dicta o permite y administra el uso del bus. A cada dispositivo en el bus se le asigna una única dirección USB y ningún dispositivo esclavo puede enviar una señal sobre el bus hasta que el host le permita hacerlo. Cuando un dispositivo USB es conectado al bus, el host usa la dirección 0 para obtener información básica acerca del dispositivo, entonces el host asigna una única dirección USB. Después de que el host recibe información adicional del dispositivo como el nombre de manufactura, capacidades del dispositivo e identificación, transacciones o comunicación bidireccionales pueden empezar en el bus.

Tipo de Flujo de datos.

Los datos pueden ser transmitidos sobre el bus USB de cuatro maneras.- Bulk, interrupt, isochronous y control.

Transferencia en Bulk.- Esta diseñada para transmitir grandes cantidades de datos libres de errores sin garantía de ancho de banda. En general, este tipo de transferencia de datos es usada cuando una baja tasa de transmisión de datos no es problema. El máximo tamaño del paquete a transferir es de 8 a 64 paquetes a full speed, y 512 paquetes a alta velocidad. Este tipo de transferencia no está soportada low speed.

Transferencia por Interrupción.- Son usadas para transmitir pequeñas cantidades de datos con un gran ancho de banda donde los datos deben ser transmitidos tan rápido como sea posible sin retrasos. El rango en el tamaño de los paquetes va de 1 a 8 bytes a baja velocidad, y de 1 a 64 bytes a full speed y hasta 1024 bytes a alta velocidad.

Transferencia Isochronous.- Tiene un ancho de banda garantizado, pero la entrega de los datos no se garantiza libre de errores. Se usa en aplicaciones como audio. El paquete isócrono puede contener 1023 bytes a full speed o hasta 1024 a alta velocidad.

Transferencia de control. - Es una transferencia de datos bidireccional, usando ambos endpoint el de ingreso y el de salida. Se usa generalmente para la configuración inicial del dispositivo. El máximo tamaño del paquete es de 8 bytes a baja velocidad, 8 a 64 bytes a full speed y 64 bytes para alta velocidad. La transferencia de control es llevada en tres escenarios los cuales son SETUP, DATA y STATUS.

Descriptores.

Todos los dispositivos USB tienen una jerarquía de descriptores que describen varias características del dispositivo como el fabricante, la versión del dispositivo, la versión de USB que soporta, los requerimientos de potencia, el número y tipos de endpoint. Los descriptores más comunes en USB son:

- Descriptor del dispositivo
- Descriptor de configuración
- Descriptor de interface
- Descriptor HID
- Descriptor del Endpoint.

Descriptor del Dispositivo.

Un dispositivo USB tiene solo un Descriptor del Dispositivo, ya que este representa la información de todo el dispositivo. Provee información general como el fabricante, número de serie, número del producto, clase de dispositivo y número de configuraciones. La longitud del descriptor es de 18 bytes. Cualquier referencia a cada uno de los bytes y que significan se encuentran en el libro de proyectos de micros en C.

Descriptor de Configuración.

Provee información acerca de los requerimientos de potencia y cuántas interfaces puede soportar.

Descriptor de Interface.

Especifica la clase de interface y el número de endpoint que se usan. Puede ser más de una interface.

Descriptor HID.

Un descriptor HID siempre sigue a un descriptor de interfaz cuando la interfaz pertenece a la clase HID.

Descriptor del Endpoint.

Solo tiene información ha cerca del tamaño y atributos del Endpoint.

Finalmente se muestra el diagrama de pines del conector USB vistos en la *figura B.1.*

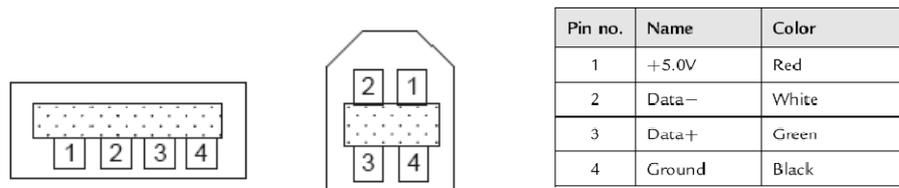


Figura B.1 Disposición de Pines conector USB

Esto es lo básico en cuanto a teoría de USB, para mayores detalles del funcionamiento se puede revisar ²².

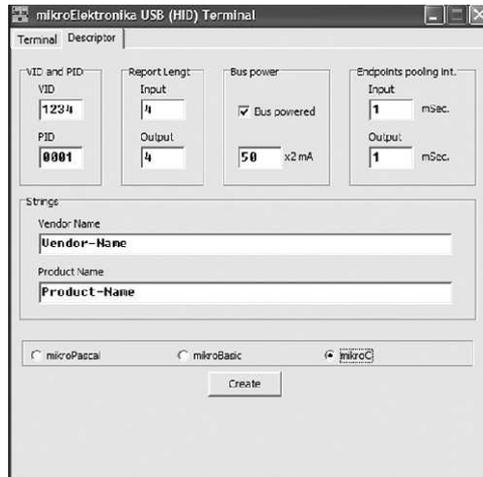
2. GENERACIÓN DEL ARCHIVO DESCRIPTOR USB CON MIKROC.

El archivo descriptor USB debe ser incluido al principio del programa en MikroC. Este descriptor es creado usando la opción del compilador de mickroC como se explica a continuación.

Seleccione Tool -> HID Terminal.

²² Advanced PIC Microcontroller Projects in C chapter 8.

Una nueva ventana aparecerá, dando click sobre la pestaña Descriptor y el formulario aparecerá como se muestra en la siguiente *figura B.2*.



FiguraB.2 HID terminal de MikroC.

Al ingresar el vendor ID (VID), product ID (PID), tamaño del buffer de ingreso, tamaño del buffer de salida, vendor name (VN), and Product name (PN). En este caso muy particular se usan 4 bytes para los buffers de lectura y escritura del USB pero este número cambiara de acuerdo a las necesidades que surjan para el envío de los datos. En ningún caso el valor podrá ser mayor a 64 bytes que es lo que se limita para la clase HID con USB.

Como paso siguiente se presiona el botón CREATE, se abrirá una ventana en la cual se selecciona la carpeta sobre la cual se va a trabajar y se da un nombre al descriptor con extensión .c, luego se la copia al directorio de mikroC Mikroelektronika\mikroC\Examples\EasyPic4\extra_examples\HID-library. Esto es necesario ya que otros archivos requeridos por el mikroC ya están sobre esta carpeta.

Al principio del programa el archivo de descriptor USB se debe incluir.

```
#include"C:\ProgramFiles\Mikroelektronika\mikroC\Examples\EasyPic4\extra_examples\HIDlibrary\x.c"
```

El puerto se habilita llamando a la función Hid_Enable. El programa entonces entra en un bucle y lee los datos del puerto USB con la función Hid_Read, como se explicó en el capítulo 3.

3. CÓDIGO RECEPTOR RF-USB

```

#include "F:\Archivos de programa\Mikroelektronika\mikroC\Examples\
EasyPic4\extra_examples\HID-
library\USB_ECG.c"

#define CE PORTC.F0
#define DR1 PORTC.F1
#define CS PORTC.F2
unsigned short I;
unsigned short buffer;
unsigned short Dir_Trans;
unsigned short recepl_1;
unsigned short recepl_2;
unsigned short recep2_1;
unsigned short recep2_2;
unsigned short recep_bat1;
unsigned short recep_bat2;
unsigned short Direccion;
unsigned short canal1;
unsigned short canal2;
char mensaje [4];
char mensaje1[4];
char mensaje2[4];
char mensaje3[4];
char mensaje4[4];
char mensaje5[4];
char mensaje6[4];
unsigned char userWR_buffer[20];
unsigned char userRD_buffer[20];
void confi_lcd (void);
void config_TRF (void);
void confirecep (void);
void confitrans (void);
void transmitir (void);
void prueba (void);

void interrupt()
{
    HID_InterruptProc();
}

void main() {
    HID_Enable(&userRD_buffer,
&userWR_buffer);
    Delay_ms(1000);
    Delay_ms(1000);

    confi_lcd();
    TRISC.F0=0;
    TRISC.F1=1;
    TRISC.F2=0;
    Spi_Init_Advanced(MASTER_OSC_DIV64,
DATA_SAMPLE_MIDDLE, CLK_IDLE_LOW,
LOW_2_HIGH) ;
    CE=0;
    CS=0;
    config_TRF();

    CE=0;
    CE=1;
    I=0;

    Direccion=0b00000010;
    canal1=0;
    canal2=0;
    confirecep();
    Delay_ms(500);

    while (1){

        if (DR1==1){

            CE=0;
            buffer=255;
            Dir_Trans=Spi_Read(buffer);
            recepl_1= Spi_Read(buffer);
            recepl_2= Spi_Read(buffer);
            recep2_1= Spi_Read(buffer);
            recep2_2= Spi_Read(buffer);
            recep_bat1= Spi_Read(buffer);
            recep_bat2= Spi_Read(buffer);

            CE=1;

            userWR_buffer[0] = Dir_Trans;
            userWR_buffer[1] = recepl_1;
            userWR_buffer[2] = recepl_2;
            userWR_buffer[3] = recep2_1;
            userWR_buffer[4] = recep2_2;
            userWR_buffer[5] =
recep_bat1;
            userWR_buffer[6] =
recep_bat2;

            while (
!HID_Write(&userWR_buffer, 8) );

        }

        Delay_ms(1000);
        HID_Disable();
    }

    void config_TRF (void){
        CE=0;
        CS=1;
        delay_us (220) ;
        I=0b00000000;
        Spi_Write(I);
    }
}

```


- Instalar el archivo INF y el dispositivo USB usando el archivo INF.
- Probar que el dispositivo USB funcione correctamente.

Para usar NI VISA, se configura Windows XP, a que use NI VISA como un driver por defecto para el dispositivo a través del archivo INF. NI VISA 3.0 y superiores incluyen el VISA DEVELOPMENT WIZARD para crear el archivo INF para su dispositivo USB.

Pasos a seguir:

Seleccionar Inicio >> Todos los Programas >> National Instruments >> VISA >> VISA Driver Development Wizard. En esta ventana vista en la *figura B.3*, seleccionamos USB.



Figura B.3 Ventana inicio Driver Development Wizard.

Al ingresar a la ventana del Vendor ID (VID) y el product ID (PID) del dispositivo USB como se aprecia en la *figura B.4*, que en este caso concuerdan con los ingresados en el generador de descriptor del MikroC. Estos números identifican el dispositivo cuando se instala y direcciona al dispositivo para comunicarse con el cuando usted lo requiera.

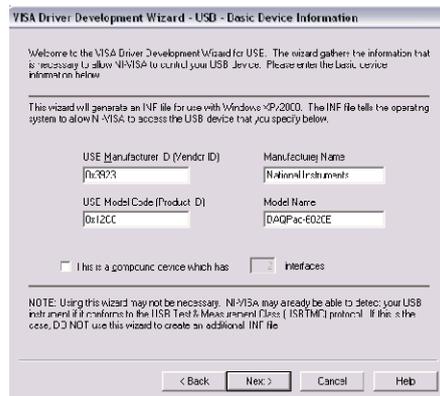


Figura B.4 Ventana para ingreso de VID y PID Driver Development Wizard .

Dar un prefijo o nombre que identifique al dispositivo USB a través del campo USB Instrument Prefix que se usa para identificar los archivos usados para este dispositivo. Nombre un prefijo para el instrumento USB, seleccione el directorio deseado en el cual se creara estos archivos, y presione siguiente. La siguiente ventana de la *figura B.5* provee las opciones de instalación que en este caso elegimos las que vienen por defecto.



Figura B.5 Ventana para ingreso de prefijo Driver Development Wizard.

Instalación del archivo INF y el dispositivo USB.

La instalación de los archivos INF es diferente para cada versión de Windows. Cuando el DDW crea un archivo INF, las instrucciones para la instalación se incluyen en

una cabecera en la cima del archivo INF23 que se pueden acceder a través del block de notas.

Pasos para la instalación:

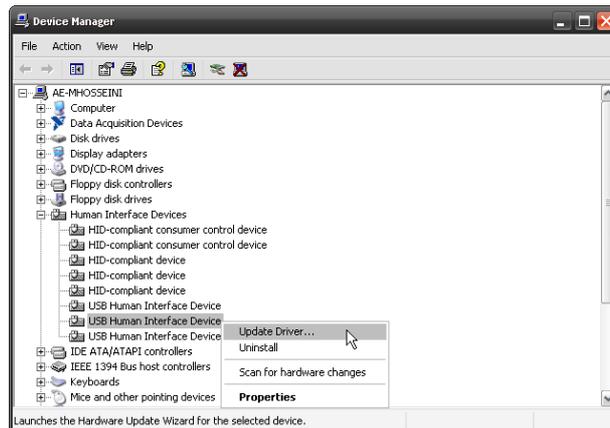
Copie el archivo INF a la carpeta INF de Windows XP, esta carpeta esta usualmente en C:\WINDOWS\INF.

Damos Click derecho en el archivo INF en C:\WINDOWS\INF. Y se selecciona instalar. Este proceso crea un archivo PNF para su dispositivo. En este punto se tiene listo para instalar el dispositivo USB.

Al momento de conectar el dispositivo USB, ya que USB es plug and play, Windows deberá detectar el dispositivo USB, y el asistente para nuevo hardware encontrado se abrirá automáticamente. Siguiendo las instrucciones en la pantalla en el asistente, cuando llegamos al punto en el cual se pide seleccionar el driver para el dispositivo, Se busca en la carpeta INF y seleccione el archivo INF que se creo.

En algunos casos, Windows podría ya tener drivers por defecto asociados para el dispositivo. Si este es el caso, Windows parecerá instalar este driver primero. Una vez que se ha conectado el dispositivo USB y Windows ha instalado el driver por defecto vamos al administrador de dispositivos, se despliega la pestaña de HID y buscamos el VID y PID del dispositivo. Una vez identificados se da click derecho y se selecciona *actualizar controlador* como se muestra en la siguiente *figura B6*.

²³ Tomado de USB Instrument Control Tutorial



FiguraB.6 Actualización de controlador Administrador de Dispositivos Windows XP.

Continuando las instrucciones del asistente de actualización, seleccionando que no se desea buscar de manera automática el controlador, sino que escogerá el controlador a instalar, en este punto aparecerá resaltado el driver que creamos con los pasos anteriores identificado por el prefijo que se ingresó en el DDW. Con estos pasos se concluye la instalación del driver y luego se procede a probarlo como se indica en el capítulo 3 de la presente tesis.

ANEXO C

1. PRUEBAS DE SEGURIDAD SEGÚN IEC 60601-1.

De acuerdo a lo expuesto en el capítulo tres las pruebas de seguridad, permiten verificar que no se introducirán corriente dañinas en el paciente que use el equipo registrador en condiciones normales y de falla. Para ello se utilizan los diagramas mostrados en la *figura C.1*:

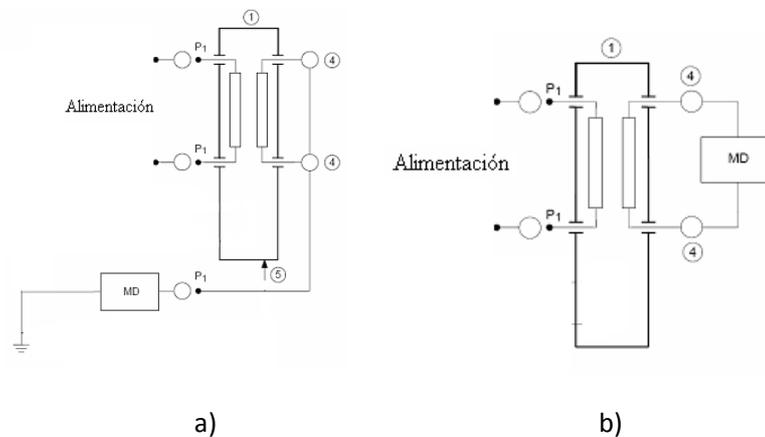


Figura C.1.- Esquemas de medición de corrientes de fuga a) Fuga del paciente y b) fuga auxiliar de paciente.

Corriente de Fuga de Paciente

Es la corriente que circula desde la parte aplicable a tierra a través del paciente, o desde el paciente a tierra a través de una parte aplicable.

Los valores medidos se listan en la tabla C.1:

Conexión	Valor corriente DC uA	Valor corriente AC uA
LA, RA, LL, RL unidos	0.2	0.1
Terminal tierra del equipo	0.2	0.6

Tabla C1.- Valores prueba corriente de fuga de paciente.

Las correspondientes pruebas de fugas se ven en las gráficas de la *figura C.2*:



Figura C.2.- Fotografía medición de corriente de fuga de paciente.

Corriente de auxiliar de Paciente.

Corriente que circula en el paciente en utilización normal entre elementos de la parte aplicable y no destinados a producir un efecto fisiológico. Los valores medidos se listan en la tabla C.2:

Electodos	Corriente DC uA	Corriente AC en uA
LA - RA	0.5	0.4
RA - RL	0.6	0.2
LL - RL	0.6	0.2
LA - LL	0.4	0.4
LA - RL	0.6	0.4
RA - LL	0.5	0.2

Tabla C2.- Valores prueba corriente auxiliar de paciente.

Las mediciones de la corriente auxiliar de paciente se observa en la *figura C.3*.



Figura C.3.- Fotografía medición de corriente auxiliar de paciente.

Condición de falla de carcasa.

La única condición de falla que se puede dar en el equipo registrador sería el contacto directo con la tierra de referencia flotante del mismo equipo, por lo cual se realizó la medición de cada una de las partes que se conectarían al paciente con respecto a la referencia de tierra del equipo. Los resultados se listan en la tabla C.3:

Electrodo Medido respecto a tierra	Corriente AD uA	Corriente AC en uA
LA,RA,LL,RL juntos	1.2	0.7
LA	0.5	0.2
RA	0.6	0.4
LL	0.4	0.5
RL	56.4	0.2

Tabla C3.- Valores prueba condición de falla de carcasa.

Las pruebas de corriente en condición de falla se observa en la *figura C.4*.

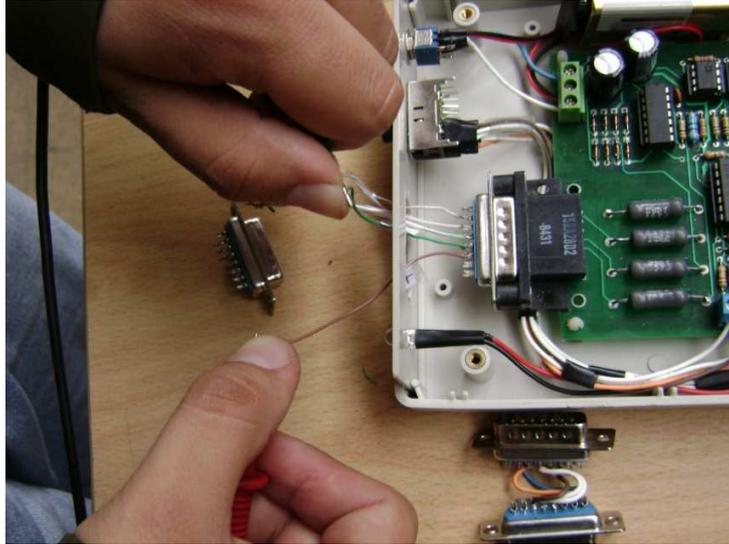


Figura C.4.- Fotografía medición de corriente en condición de falla.

Cabe señalar que la corriente mayor registrada es 56.4uA y aparece únicamente en la condición de falla especificada y no durante el funcionamiento normal del equipo registrador.

Esta corriente varía en mediciones repetidas desde un mínimo de 47.4uA a un máximo de 58.5 uA. Es debida a circuito de pierna derecha que ingresa la señal de modo común al cuerpo nuevamente con el objetivo de disminuirlo durante el proceso de adquisición de la señal.

Con el objetivo de minimizar este tipo de falla se utilizó una carcasa plástica la cual impide cualquier contacto directo con la tierra de referencia del equipo.

Las pruebas antes mencionadas fueron realizadas en el laboratorio de medidas eléctricas de la Universidad Politécnica Salesiana con un multímetro digital de verdadero valor RMS marca AMPROBE, las imágenes respectivas se muestran en la figura C.5.



Figura C.5.- Fotografía de equipo usado y laboratorio de medidas eléctricas UPS.

2. ESQUEMAS Y PCB`s DE LOS CIRCUITOS CONSTRUIDOS

En este anexo se incluye los esquemas de construcción de la presente tesis; como también los diseños de los circuitos impresos (PCB) para la implementación de los mismos.

Los esquemas y diseños de los PCB para el módulo ECG, monitor ECG y para el dispositivo de recepción de conexión USB se ven en las *figuras C6, C7, C8, C9, C10 y C11.*

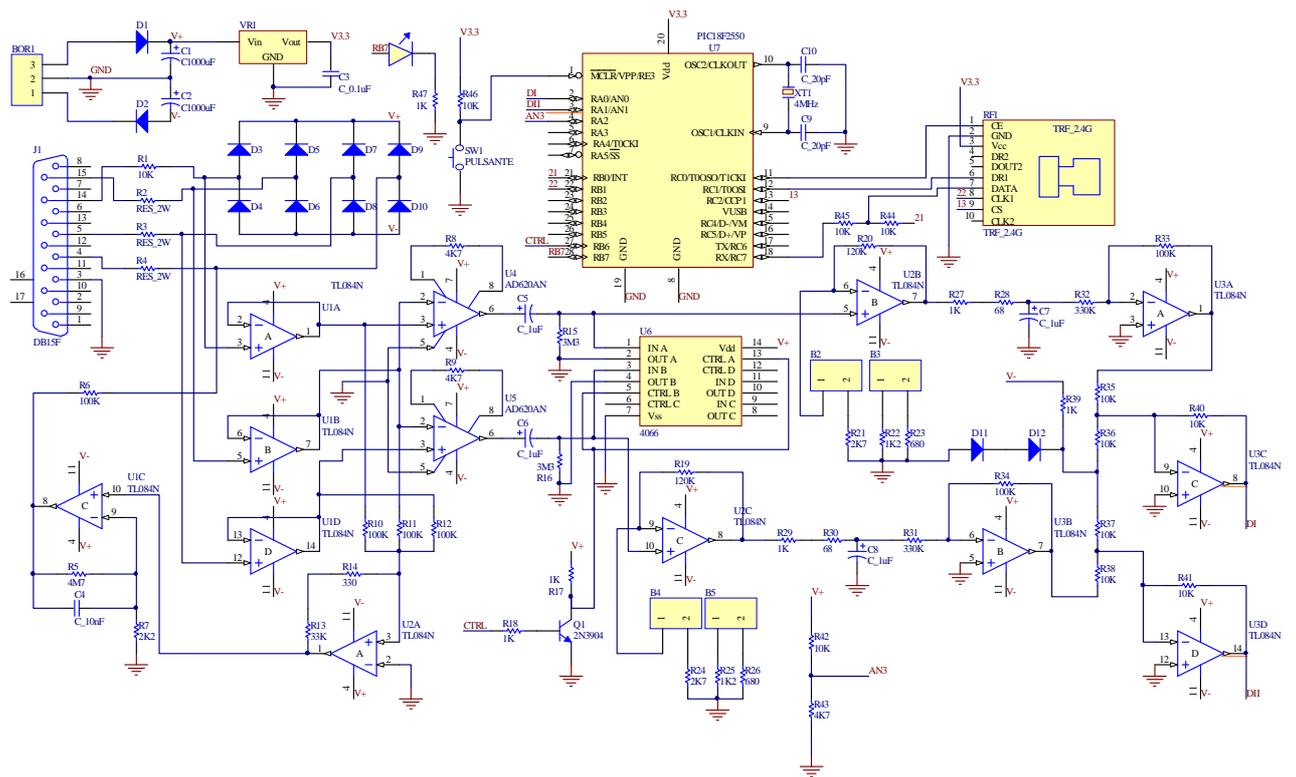
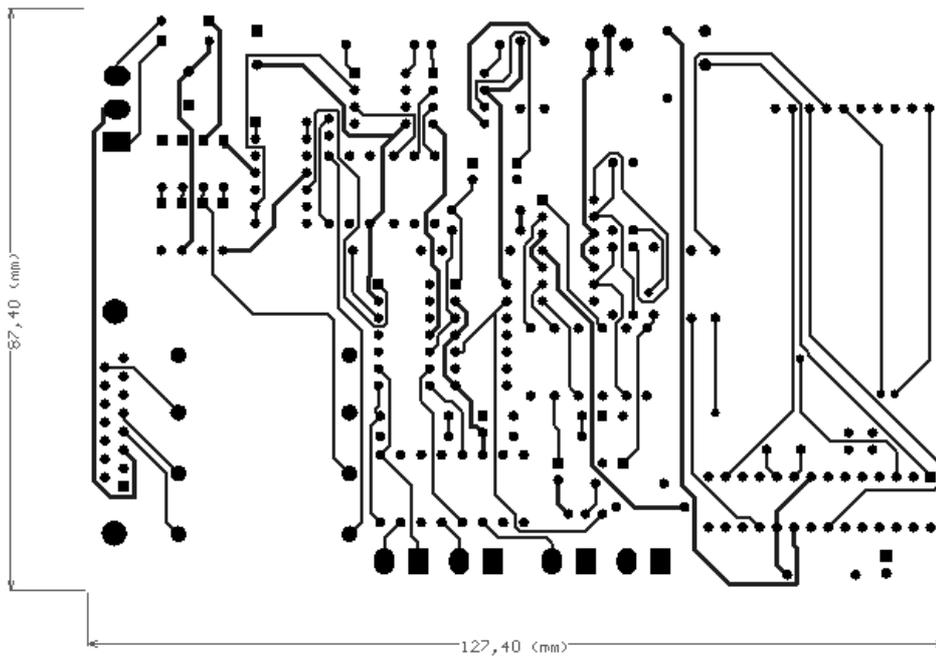


Figura C.6.- Esquema del Modulo ECG

a)



b)

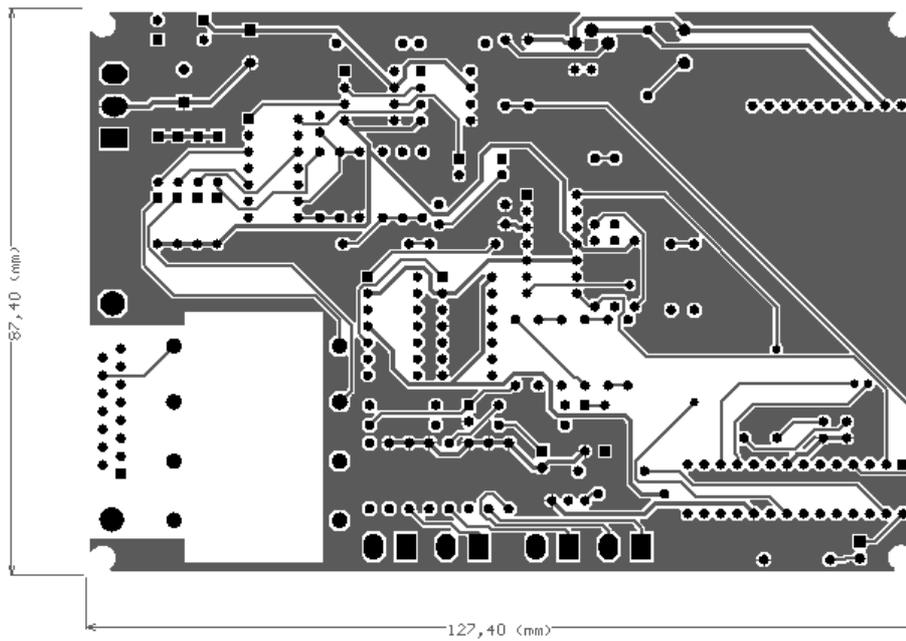


Figura C.7.- PCB del Modulo ECG. a) cara superior, b) cara inferior

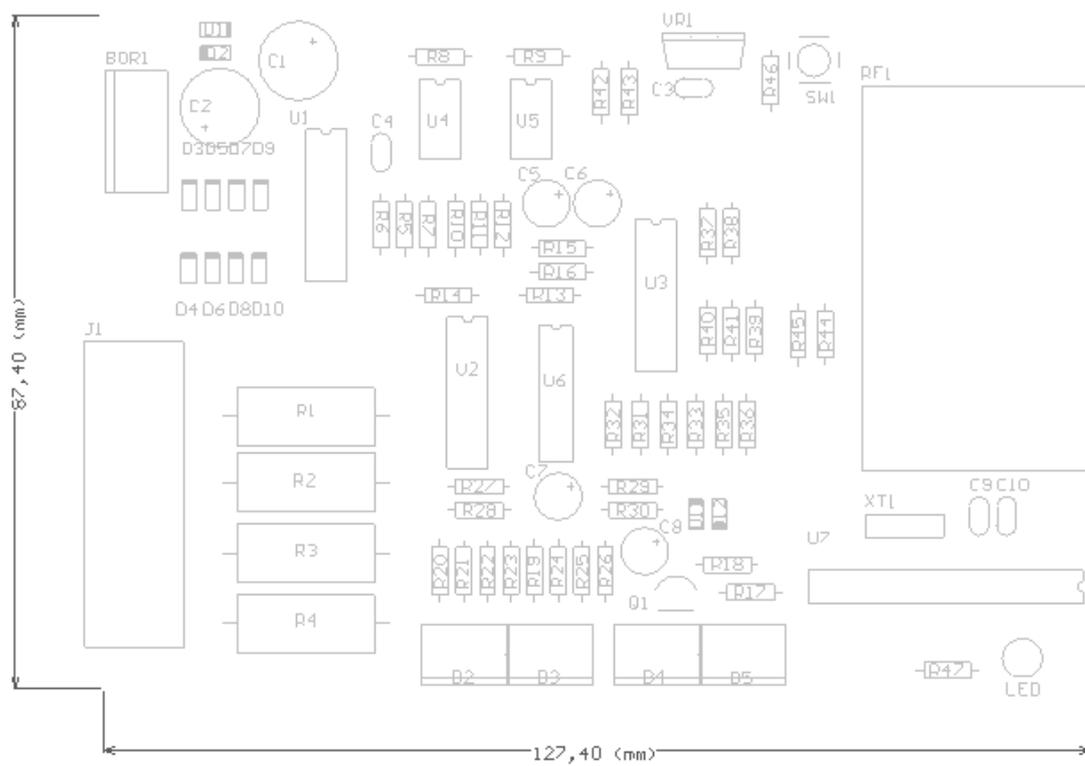


Figura C.8.- Screen de los elementos del PCB correspondientes al modulo ECG

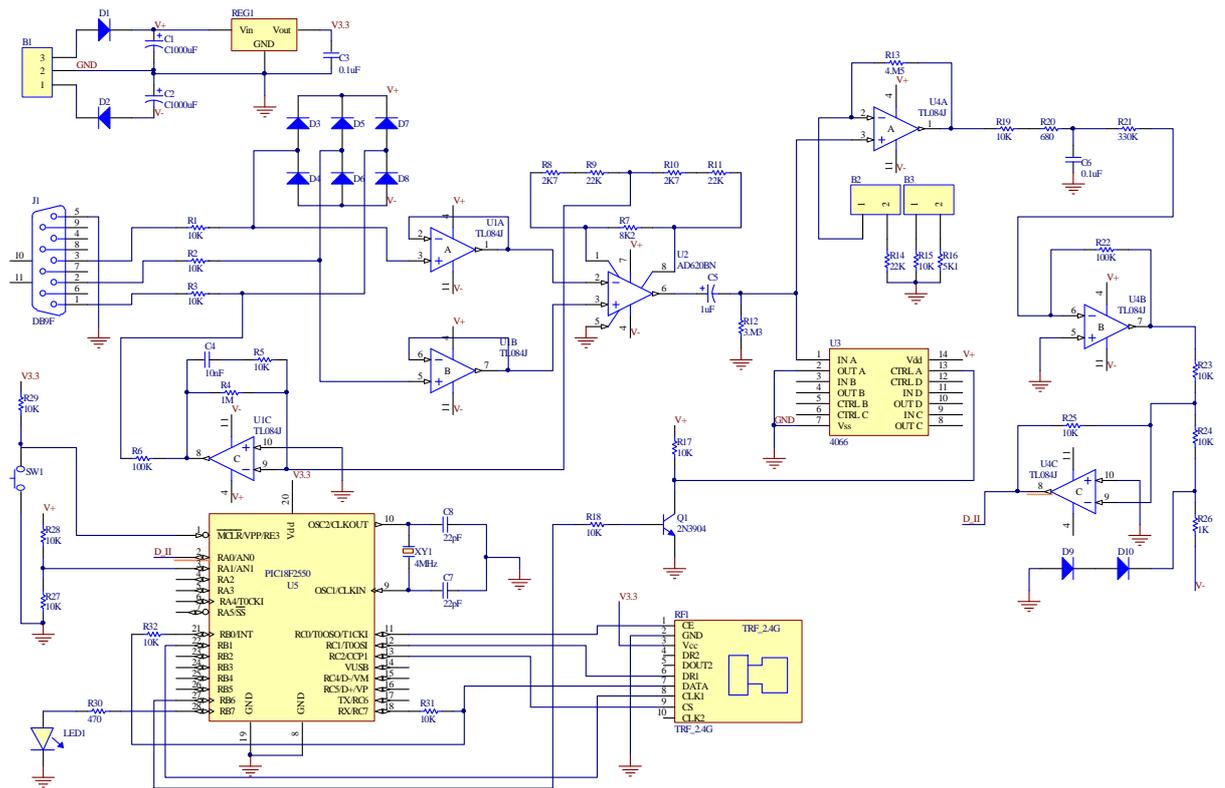
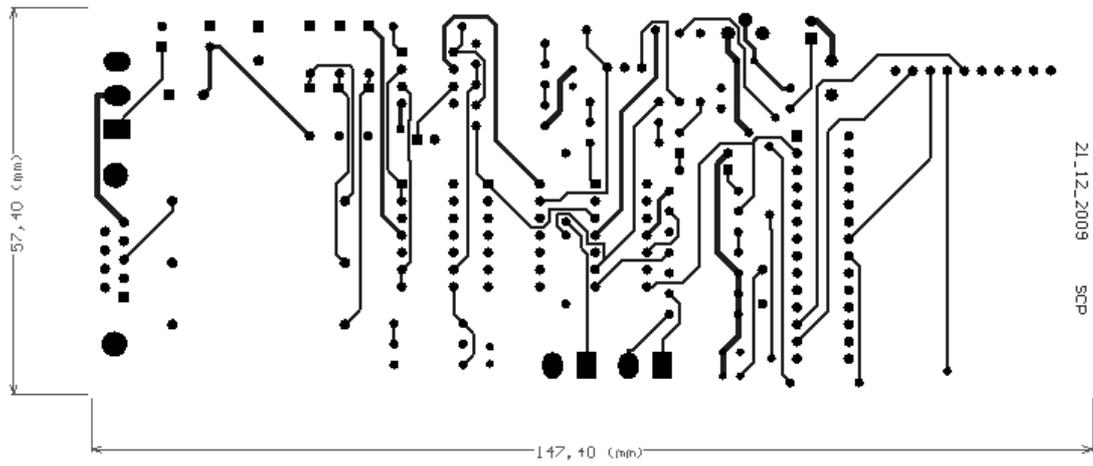
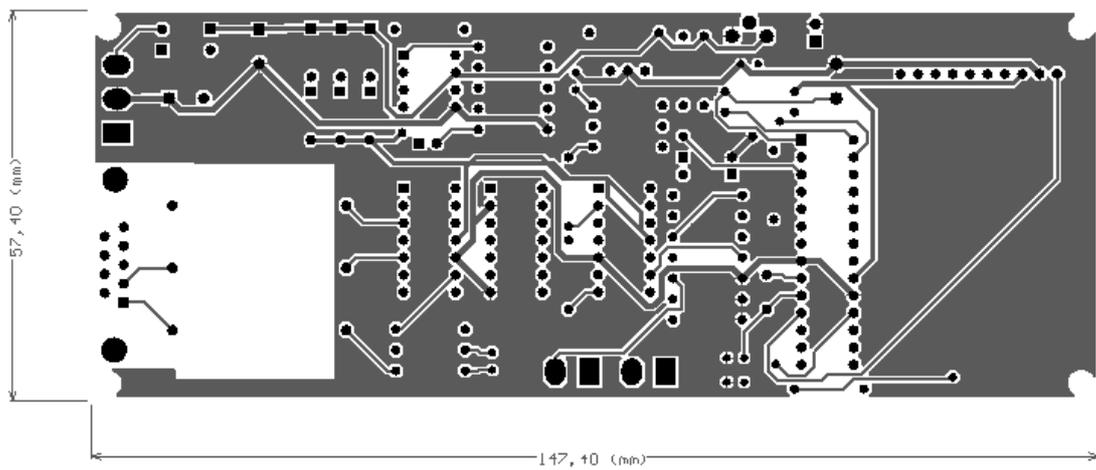


Figura C.9.- Esquema del monitor ECG

a)



b)



c)

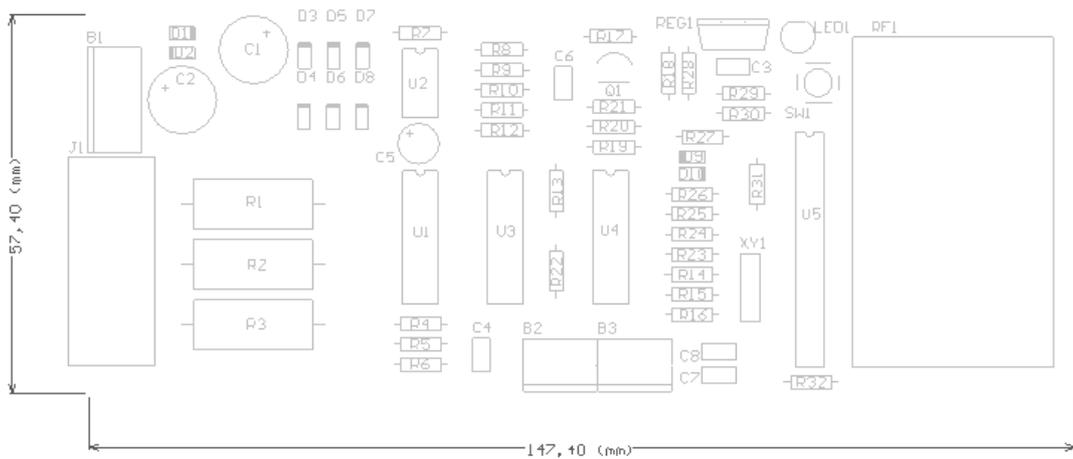


Figura C.10.- PCB del Monitor ECG. a) cara superior, b) cara inferior, c) screen de los elementos

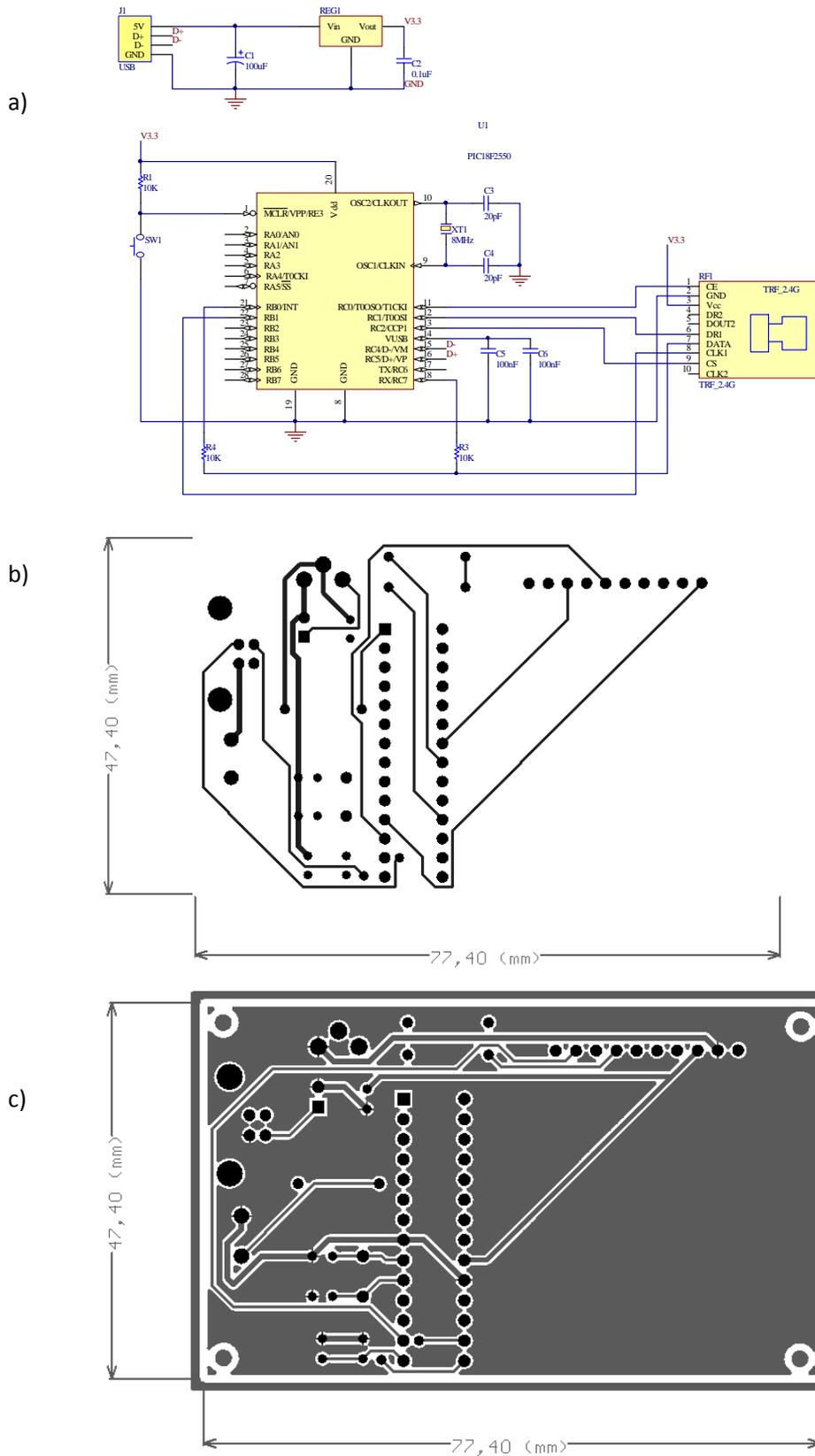


Figura C.11.- Modulo USB de recepción. a) esquema, b) cara superior del PCB, c) cara inferior del PCB.

3. CERTIFICADO DE PRUEBA

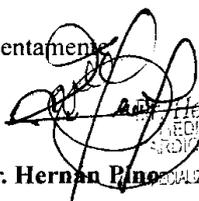
Cuenca, 07 de Enero de 2010

Ing. Esteban Ordoñez
Docente de la Universidad Politécnica Salesiana
Calle Vieja 12-30 y Elia Liut

Por medio de la presente, deseo informar que se ha realizado la prueba del prototipo: MONITOR CARDIACO INALAMBRICO, resultado de la tesis titulada: "DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN PARA EL MONITOREO INALÁMBRICO DE TARJETAS DE ADQUISICIÓN DE DATOS APLICADO EN ELECTROCARDIOGRAFÍA" desarrollado por los señores: **Santiago Israel Cordero Peña** y **Edison Paul Guzmán Espinoza** y que el mismo registra la actividad cardiaca en lo referente a los parámetros de **amplitud y frecuencia** de manera adecuada

La presente constancia se expide a solicitud de los interesados. Se firma en Cuenca el día **jueves 07** de Enero de 2010.

Atentamente,


Dr. Hernán Pino
Medicina Interna y Cardiología

Hernán Pino M.D.
MÉDICO INTERNISTA
NEFROLOGÍA NEURÓLOGÍA
NEFROLOGÍA
ESPECIALIZADO CHUSA - Col. Med. Int.

ANEXO D

1. COSTO DEL PROYECTO DE TESIS.

En la siguiente tabla detallamos el costo de los elementos que componen el sistema de monitoreo construido con la presente tesis. Cabe señalar que estos costos incluyen todos los elementos ocupados durante el desarrollo de la presente tesis desde las fases de diseño hasta la prueba del sistema una vez concluido.

Cantidad	Descripción	Valor Unitario	Valor Total
4	Modulo TRF2,4G	45,80	183,20
4	AD620	16,80	67,20
12	Batería 9v	3,40	40,80
3	PIC18F2550	9,60	28,80
2	CI 4066B	0,45	0,90
7	CI TL084	0,75	5,25
1	Elementos electrónicos varios	85,50	85,50
1	Set electrodos Ag/AgCl copa succión	95,50	95,50
1	Cable Electrocardiógrafo	60,00	60,00
1	set electrodos desechables ECG	25,50	25,50
2	Caja Rectangular gris	12,75	25,50
1	Caja Rectangular negra	5,25	5,25
1	Construcción de PCB	61,50	61,50
1	Gastos varios	50,00	50,00
2	Mano de Obra*	850,00	1700,00
	Total		2434,90

* En lo referente a mano de obra se considera; la utilización de los conocimientos para el desarrollo desde cero de un proyecto que implica la implementación y el desarrollo del hardware y el software del mismo. Considerando también el tiempo de trabajo invertido, que en este caso fueron aproximadamente 650 horas.

Para el desarrollo del prototipo llegó a costar solo en materiales, fuera de la mano de obra 734.90 \$, esto implicaría que la producción en serie y la comercialización del mismo involucra 1500\$, considerando que ya se tienen los conocimientos y los procesos desarrollados para la implementación del mismo.

GLOSARIO.

Artefacto: interferencia que corrompe la señal ECG debido principalmente al movimiento del paciente.

Decúbito supino: posición en la que el cuerpo esta tendido sobre la espalda.

Derivación: conexión de electrodos en la superficie del cuerpo, las derivaciones electrocardiográficas son 12 y se encargan de mostrar el comportamiento eléctrico cardiaco desde diferentes puntos.

Despolarización: proceso por el cual el interior de la célula cardiaca se vuelve positiva.

Diástole: movimiento de dilatación del corazón y de las arterias cuando la sangre penetra su cavidad.

Electrocardiógrafo: instrumento utilizado para registrar la actividad eléctrica del corazón con el fin de detectar las anomalías en la transmisión del impulso cardiaco a través del tejido conductor del músculo.

Electrocardiograma ECG: impresión realizada por un electrocardiógrafo utilizado para registrar la actividad eléctrica del corazón. Se percibe en la superficie cutánea.

Electrodo: extremo de un conductor en contacto con un medio, al que lleva o del que recibe una señal eléctrica.

ISM: The industrial, scientific and medical (ISM) band.

Línea isoeleétrica: valor que representa el nivel normal sobre el cual se desplaza la señal electrocardiografico. Se conoce también como línea de base.

Precordial: se dice de la región o parte del pecho alrededor del corazón.

Repolarización: proceso por el cual las células cardiacas recuperan su carga negativa.

Ruido electromiográfico: ruido causado por la actividad muscular que posee el cuerpo humano. Se encuentra presente en toda la banda de la señal electrocardiográfica.

Sístole: Movimiento de contracción del corazón y de las arterias para empujar la sangre por el sistema circulatorio del cuerpo.

Transceptor: Elemento que realiza funciones tanto de transmisor como de receptor.