



**DISEÑO, CONSTRUCCIÓN E IMPLEMENTACIÓN DE UN SISTEMA PARA
LA MEDICIÓN DE VARIABLES FISIOLÓGICAS EN PRUEBAS
AUTONÓMICAS.**



**SERGIO ANDRÉS CONDE OCAZONEZ
ANDREA SANTOS GARCÍA**

UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
**FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO - MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA
2005**

**DISEÑO, CONSTRUCCIÓN E IMPLEMENTACIÓN DE UN SISTEMA PARA
LA MEDICIÓN DE VARIABLES FISIOLÓGICAS EN PRUEBAS
AUTONÓMICAS.**

**SERGIO ANDRÉS CONDE OCAZONEZ
ANDREA SANTOS GARCÍA**

Trabajo para optar el título de
INGENIERO ELECTRÓNICO

Director
ING. DANIEL ALFONSO SIERRA BUENO
Codirector
DR. CARLOS ARTURO CONDE COTES

UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE FÍSICO - MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA
2005

TÍTULO: DISEÑO, CONSTRUCCIÓN E IMPLEMENTACIÓN DE UN SISTEMA PARA LA MEDICIÓN DE VARIABLES FISIOLÓGICAS EN PRUEBAS AUTONÓMICAS¹.

Sergio Andrés Conde Ocazonez, Andrea Santos García²

Palabras Clave: Sistema nervioso autónomo, variables fisiológicas, electrocardiógrafo, respuesta dermogalvánica, temperatura conducto auditivo externo, adquisición de datos.

RESUMEN

En el presente trabajo se describe el proceso de diseño de un equipo destinado para la medición de variables fisiológicas como la actividad eléctrica del corazón, respuesta dermogalvánica y temperatura de los conductos auditivos externos.

Inicialmente, se realiza una introducción teórica donde se abarcan conceptos básicos del sistema nervioso y su efecto en la regulación de dichas variables así como conceptos referentes a las pruebas autonómicas y sus aplicaciones prácticas.

La descripción del proceso de diseño comienza por la selección de los sensores utilizados para realizar las medidas fisiológicas. En seguida se presenta el proceso de acondicionamiento de cada una de las señales donde se incluye la descripción de las etapas de pre-amplificación, aislamiento, filtrado y amplificación final. Para cada una de ellas se exponen los criterios de selección de los dispositivos que las conforman, así como el análisis de ruido y estimación del error realizado para cada uno de los mismos. En seguida se presenta el proceso de digitalización de las señales explicando el funcionamiento del convertor análogo-digital así como el control del proceso de digitalización realizado por el microcontrolador. A seguir se encuentra la descripción del software desarrollado en LabView® con el objetivo de visualizar cada una de las señales sensadas el cual incluye la implementación de una base de datos básica para el almacenamiento de los datos adquiridos. Finalmente se presentan las pruebas realizadas al equipo mostrando cada una de las señales sensadas.

Como resultado se obtuvo un equipo en capacidad de adquirir las señales electrocardiográfica, de registro dermogalvánico y de temperatura en los conductos auditivos externos con una resolución de 12 bits efectivos acoplado a un software de visualización de dichas señales.

¹ Trabajo de investigación.

² Facultad de Ingenierías Fisicomecánicas, Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones. Director: Daniel Alfonso Sierra. Codirector: Carlos Arturo Conde.

TITLE: DESIGN, CONSTRUCTION AND IMPLEMENTATION OF A SYSTEM FOR THE MENSURATION OF PHYSIOLOGIC VARIABLES IN AUTONOMOUS TESTS.³

Sergio Andrés Conde Ocazonez, Andrea Santos García⁴

Keywords: Autonomous nervous system, physiologic variables, electrocardiograph, galvanic skin response, external auditory conduit temperature, data acquisition.

ABSTRACT

Presently work describes the design process of a device dedicated to measure of physiological variables as the electric activity of the heart, galvanic skin response and external auditory conduits temperature.

Initially a brief theoretical introduction where basic concepts of the nervous system and its effects are embraced in the regulation of this physiologic variables as well as relating concepts to the autonomous tests and their practical applications.

The description of the design process begins with the selection of the sensors used to carry out the physiologic measures. Soon after the signal conditioning process is presented for each one of the signs where it is included the description of the pre-amplification stage, isolation, filtrate and final amplification. For each one was presented the selection criteria of the integrated circuits that conform them, as well as the noise analysis and error estimate carried out for each one of the same ones. Soon after the signal digitalization process is presented explaining the A/D converter's operation as well as the control of the digitalization process carried out by the microcontroller. Continuing was presented the software description developed in LabView® with the objective of visualizing each one of the physiological variables which includes the implementation of a basic database for the acquired data storage. Finally the device tests are presented showing each one of the signals.

As a result was obtained a device in capacity of acquiring the electrocardiographic signal, galvanic skin response signal and external auditory conduits temperature with a resolution of 12 effective bits coupled to a software of visualization of this signals.

³ Research Work.

⁴ Facultad de Ingenierías Fisicomecánicas, Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones. Director: Daniel Alfonso Sierra. Codirector: Carlos Arturo Conde.

TABLA DE CONTENIDO

| | |
|--|-----------|
| INTRODUCCIÓN..... | 1 |
| 1.ASPECTOS FISIOLÓGICOS..... | 3 |
| 1.1. LA FISIOLÓGÍA COMO ESTUDIO DE LOS PROCESOS BIOLÓGICOS..... | 3 |
| 1.2. GENERALIDADES DEL SISTEMA NERVIOSO..... | 4 |
| 1.2.1.Sistema nervioso autónomo..... | 7 |
| 1.3.CONCEPTOS BÁSICOS DE LA FUNCIÓN CARDIACA..... | 10 |
| 1.4.CONCEPTOS BÁSICOS SOBRE TERMORREGULACIÓN..... | 14 |
| 1.5.PRUEBAS AUTONÓMICAS..... | 19 |
| 2.DISEÑO DEL HARDWARE..... | 21 |
| 2.1.DESCRIPCIÓN GENERAL..... | 21 |
| 2.1.1. <i>Diagrama de bloques</i> | 21 |
| 2.2.ETAPA DE SENSADO..... | 24 |
| 2.2.1.Sensor de temperatura..... | 24 |
| 2.2.2.Sensores de conductancia eléctrica y registro electrocardiográfico..... | 26 |
| 2.3. ACONDICIONAMIENTO DE LAS SEÑALES..... | 32 |
| 2.3.1.Primera etapa de amplificación (preamplificación)..... | 33 |
| 2.3.1.1. Definición de niveles de ganancia..... | 37 |
| 2.3.1.2. Análisis de error..... | 39 |
| 2.3.1.3. Análisis de ruido..... | 44 |
| 2.3.2. Etapa de aislamiento..... | 48 |
| 2.3.2.1. Análisis de ruido y error..... | 49 |
| 2.3.2.2. Análisis de ruido..... | 51 |
| 2.3.3. Etapa de filtrado..... | 54 |
| 2.3.3.1. Diseño de los filtros..... | 54 |
| 2.3.3.1.1. Orden del filtro pasa-bajas..... | 56 |
| 2.3.3.1.2. Definición del orden de los filtros de paso alto..... | 60 |
| 2.3.3.2. Selección de los amplificadores..... | 63 |
| 2.3.3.3. Análisis de error..... | 64 |
| 2.3.3.4. Consideraciones de ruido..... | 65 |
| 2.3.4. Segunda etapa de amplificación..... | 65 |
| 2.3.4.1. Análisis de error..... | 69 |
| 2.3.4.2. Análisis de ruido..... | 72 |
| 2.3.5. Consideraciones finales de ruido..... | 74 |
| 2.3.6. Etapa de conversión análoga-digital..... | 76 |
| 2.3.6.1. Funcionamiento del convertor análogo-digital..... | 77 |
| 2.3.7. Etapa de control de la conversión análoga-digital y transmisión de datos..... | 79 |
| 2.3.8. Módulo de alimentación..... | 84 |
| 3. DISEÑO DEL SOFTWARE..... | 94 |
| 3.1. ADQUISICIÓN DE DATOS..... | 95 |
| 3.2. ALMACENAMIENTO DE DATOS..... | 97 |
| 3.2.1. Manejo de datos en la creación de usuarios..... | 98 |
| 3.2.2. Manejo de datos en la realización de una consulta..... | 99 |
| 3.3. PANEL DE CONTROL..... | 100 |
| 3.3.1. Iniciar Sesión..... | 101 |
| 3.3.2. Consulta..... | 102 |
| 3.3.3. Nuevo usuario..... | 103 |
| 3.4. VISUALIZACIÓN..... | 104 |
| 3.4.1. Visualización en tiempo real..... | 105 |
| 3.4.2. Visualización por consulta..... | 106 |
| 3.4.2.1. Procesamiento estadístico..... | 107 |
| 3.5. AYUDA..... | 107 |

| | |
|--------------------------------|------------|
| 4. CONCLUSIONES..... | 109 |
| 5.OBSERVACIONES..... | 111 |
| 6. RECOMENDACIONES..... | 112 |
| 7. BIBLIOGRAFÍA..... | 113 |
| 8. ANEXOS..... | 117 |

LISTA DE FIGURAS

| | |
|--|----|
| Figura 1. Partes de una neurona..... | 4 |
| Figura 2 Sinapsis | 6 |
| Figura 3. División del sistema nervioso según (a) Flujo de información, (b) Propiedades volitivas, (c) Localización anatómica..... | 7 |
| Figura 4. Sistema eléctrico del corazón | 10 |
| Figura 5 Registro electrocardiográfico normal. | 12 |
| Figura 6. Derivaciones electrocardiográficas bipolares. | 13 |
| Figura 7. Esquema de los mecanismos que utiliza el cuerpo para mantener la termorregulación | 15 |
| Figura 8. Irrigación sanguínea del oído..... | 19 |
| Figura 9 Diagrama de bloques del sistema..... | 22 |
| Figura 10. Termistores de referencia KS103J4..... | 25 |
| Figura 11. Gráfica de Temperatura vs Resistencia del termistor KS103J4 | 25 |
| Figura 12. Electrodo de Ag-AgCl..... | 27 |
| Figura 13. Cable ANSER..... | 28 |
| Figura 14. Cable accesorio del equipo Physio Recorder S..... | 29 |
| Figura 15. Respuesta de los cables al utilizar una resistencia de 10K Ω | 30 |
| Figura 16. Registro de conductancia eléctrica de la piel en un sujeto utilizando los dos cables como medio de registro | 31 |
| Figura 17. Registro electrocardiográfico utilizando el cable original..... | 32 |
| Figura 18. Registro electrocardiográfico utilizando el cable ANSER | 32 |
| Figura 19. Amplificador de instrumentación AD623 | 34 |
| Figura 20. Amplificador de instrumentación AD620..... | 34 |
| Figura 21. Etapa de preamplificación de la señal electrocardiográfica..... | 35 |
| Figura 22. Etapa de preamplificación de la señal de temperatura..... | 35 |
| Figura 23. Etapa de preamplificación de la señal de registro dermogalvánico. | 35 |
| Figura 24. Circuito manejador de pierna derecha..... | 38 |
| Figura 25. Modelo de offset del amplificador de instrumentación..... | 39 |
| Figura 26. Modelo de ruido para el amplificador de instrumentación. | 45 |

| | |
|---|----|
| Figura 27. Señal de salida en tiempo y frecuencia del AD623 para una entrada de 1 V DC..... | 47 |
| Figura 28. Señales de entrada, salida y espectro de salida del AD623 para una entrada senoidal de 228mV a 250Hz | 48 |
| Figura 29. Amplificador de aislamiento ISO122..... | 49 |
| Figura 30. Señal de entrada y su espectro en el amplificador de aislamiento .. | 52 |
| Figura 31. Señal de salida y su espectro en el amplificador de aislamiento para una entrada de 5VDC | 52 |
| Figura 32. Señal de entrada y su espectro en el amplificador de aislamiento .. | 53 |
| Figura 33. Señal de salida y su espectro en el amplificador de aislamiento para una entrada senoidal de 3.7V de amplitud y 250Hz..... | 53 |
| Figura 34. (a) Espectro de la señal, (b) Espectro de la señal muestreada..... | 56 |
| Figura 35. Filtro Sallen-Key pasa-bajas de cuarto orden..... | 58 |
| Figura 36. Respuesta en frecuencia del filtro pasa-bajas para la señal electrocardiográfica..... | 59 |
| Figura 37. Respuesta en frecuencia del filtro pasa-bajas para las señales de temperatura y respuesta dermogalvánica | 60 |
| Figura 38. Filtro Sallen-Key de paso bajo de segundo orden..... | 61 |
| Figura 39. Respuesta en frecuencia del filtro pasa-alto..... | 62 |
| Figura 40. Amplificador operacional OP2177 (dual). | 63 |
| Figura 41. Amplificador operacional OP4177 (quad). | 63 |
| Figura 42. Amplificador AD8551..... | 66 |
| Figura 44. Implementación de un sumador de voltaje. | 68 |
| Figura 45. Amplificación de la señal electrocardiográfica. | 69 |
| Figura 46. Modelo de offset del amplificador operacional..... | 70 |
| Figura 47. Modelo de ruido del amplificador operacional | 72 |
| Figura 48. Conversor análogo-digital AD974 | 76 |
| Figura 49. Diagrama de tiempos del proceso de conversión del AD974..... | 79 |
| Figura 50 Diagrama de tiempos del proceso de lectura de datos del conversor AD974 | 79 |
| Figura 51. Diagrama de pines del microcontrolador Motorola 68HC908GP32 .. | 80 |
| Figura 52. Diagrama de pines del FT232BM | 82 |

| | |
|---|-----|
| Figura 53. Conexiones del FT232BM..... | 84 |
| Figura 54 Diagrama de bloques del módulo de alimentación..... | 89 |
| Figura 55 Regulador lineal ADP667 | 90 |
| Figura 56 Conexiones del ADP667 para la obtención de 5V a la salida | 90 |
| Figura 57 Diagrama de pines del ADM660 | 91 |
| Figura 58 Conexiones del ADM660..... | 91 |
| Figura 59 Diagrama de pines del regulador PT6052 | 92 |
| Figura 60. Diagrama de conexiones del regulador PT5062..... | 92 |
| Figura 61. Conversor DC/DC DCP02..... | 93 |
| Figura 62. Esquema general de funcionamiento del software..... | 94 |
| Figura 63. Esquema de Almacenamiento de los datos adquiridos..... | 96 |
| Figura 64. Señal electrocardiográfica..... | 96 |
| Figura 65. Esquema de adquisición y visualización de las señales en tiempo real | 97 |
| Figura 66. Diagrama de Flujo del procedimiento de la creación de un nuevo usuario..... | 99 |
| Figura 67 . Diagrama de flujo del procedimiento de consulta..... | 100 |
| Figura 68. Interfaz de la opción INICIAR SESIÓN | 101 |
| Figura 69. Interfaz de la opción CONSULTA | 103 |
| Figura 70. Interfaz de la opción NUEVO USUARIO..... | 104 |
| Figura 71. Interfaz de visualización en tiempo real..... | 105 |
| Figura 72. Interfaz de visualización por consulta | 107 |

LISTA DE TABLAS

| | |
|--|----|
| Tabla 1. Caracterización de los dos cables de registro. | 29 |
| Tabla 2. Valores de LSB para distintas resoluciones del conversor análogo-digital..... | 33 |
| Tabla 3. Resistencias externas y ganancias de la primera etapa de amplificación | 37 |
| Tabla 4. Parámetros utilizados para el cálculo de offset del AD620..... | 40 |
| Tabla 5. Parámetros utilizados para el cálculo de offset del AD623..... | 41 |
| Tabla 6. Offset referido a la entrada y salida. | 41 |
| Tabla 7. Contribuciones de error del AD620 | 42 |
| Tabla 8. Contribuciones de error del AD623 | 42 |
| Tabla 9. Error total ajustado de cada una de las señales | 43 |
| Tabla 10. Ruido referido a la entrada y salida del amplificador de instrumentación..... | 46 |
| Tabla 11. Error sin ajustar del ISO122 | 50 |
| Tabla 12. Error con ajustes del ISO122 | 50 |
| Tabla 13. Rangos naturales de frecuencia de las variables fisiológicas..... | 54 |
| Tabla 14. Valores de resistencias y capacitores para los filtros de paso bajo. | 58 |
| Tabla 15. Factores de calidad y frecuencias de corte obtenidas..... | 59 |
| Tabla 16. Valores de resistencias y capacitores para el filtro de paso alto. | 62 |
| Tabla 17. Factor de calidad y frecuencia de corte obtenidas..... | 62 |
| Tabla 18. Estimación del error del OPX177 sin ajustes | 64 |
| Tabla 19. Resistencias de la etapa de amplificación del registro dermogalvánico..... | 68 |
| Tabla 20. Estimación del error sin ajustes del AD8551 | 70 |
| Tabla 21. Estimación del error ajustado del AD8551 | 71 |
| Tabla 22. Estimación del error sin ajustes del AD620 para la etapa de amplificación de la señal electrocardiográfica. | 72 |
| Tabla 23. Ruido referido a la entrada del amplificador AD8551 | 73 |
| Tabla 24. Ruido del sistema por etapas. | 74 |

| | |
|---|----|
| Tabla 25. Configuración de entrada análoga del conversor | 77 |
| Tabla 26. Lógica de selección de los canales del conversor análogo-digital | 78 |
| Tabla 27. Consumo de corriente y rango de tensión de alimentación para los dispositivos de acondicionamiento de señal..... | 85 |

LISTA DE ANEXOS

| | |
|--|-----|
| ANEXO A. HOJAS DE DATOS..... | 117 |
| ANEXO B. PROGRAMACIÓN DEL MICROCONTROLADOR..... | 158 |
| ANEXO C. SOFTWARE DE APOYO..... | 168 |
| ANEXO D. MANUAL DE USUARIO..... | 173 |
| ANEXO E. PRUEBAS DEL SISTEMA..... | 182 |

INTRODUCCIÓN

Es sabido que el cuerpo humano adapta, según su entorno, ciertas funciones fisiológicas como la frecuencia cardiaca, temperatura, sudoración, etc. En el área médica, siempre ha sido de gran importancia el monitoreo de dichos cambios fisiológicos, presentados en el paciente, cuando éste es sometido a distintos tipos de estímulos externos.

Con base en lo anterior se hace necesario contar con algún sistema que realice la medición de las funciones fisiológicas citadas anteriormente con fines ya sea de diagnóstico médico de dichas funciones o como instrumento de apoyo en el área de investigación de este campo.

El sistema que se implementó, está en capacidad de realizar la medición de la temperatura, frecuencia cardiaca y sudoración de un individuo al someterlo a un tipo de pruebas llamadas pruebas autonómicas. Dichas pruebas consisten en alterar el estado normal del paciente mediante estímulos sonoros, visuales, táctiles y emocionales entre otros. El proyecto es el resultado del esfuerzo colaborativo de los grupos de investigación de Neurociencias y Comportamiento, de la Facultad de Medicina de la UIS y del Grupo de Investigación CEMOS de la Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones.

En este documento se encuentra la descripción del proceso de diseño del equipo desarrollado. En el primer capítulo se dan ciertas nociones básicas acerca del funcionamiento del sistema nervioso autónomo, el cual es el encargado de la regulación de las variables fisiológicas involucradas en este proyecto; acompañado de una breve explicación acerca de las pruebas que permite registrar el equipo y de las partes del cuerpo relacionadas con estos cambios.

En el segundo capítulo se describe todo el diseño de hardware haciendo un especial énfasis en el cálculo del error y el ruido de acuerdo a los dispositivos utilizados para el mismo. De manera detallada se realiza una descripción de los sensores y su principio de funcionamiento y se describe el proceso de acondicionamiento de la señal, donde está toda la información concerniente a las etapas de filtrado y amplificación. Finalmente se encuentra descrito todo lo relacionado con el funcionamiento del microcontrolador, su conexión, programación, alimentación, transmisión, etc.

En el tercer capítulo se describe todo lo referente con la implementación del software para la adquisición, visualización y almacenamiento ordenado de las señales, donde se exponen todos los elementos de programación utilizados.

Al final del documento se encuentran las conclusiones, observaciones y recomendaciones que ofrecen una síntesis del trabajo que ha sido realizado .

1. ASPECTOS FISIOLÓGICOS

1.1. La fisiología como estudio de los procesos biológicos

La fisiología corresponde a una de las áreas del conocimiento dedicada a la comprensión de procesos biológicos, entendidos éstos como las secuencias temporales de eventos interrelacionados donde se involucran variables reguladas, sensores de las variables, señales de error, comunicación entre componentes del sistema (subsistemas), funciones de transferencia que hacen parte de la comunicación, centros procesadores, vías de comunicación hacia los centros procesadores y hacia los efectores finales y respuestas adaptativas (o no) que en conjunto con otras fuentes de información se constituyen en nuevas señales que retroalimentan el o los sistemas biológicos. Un organismo vivo completo puede ser abordado como un sistema complejo que a su vez hace parte de un entorno con el cual pueden construirse sistemas cada vez más complejos. Sin embargo, por razones prácticas para el estudio de un sistema vivo, como el cuerpo humano puede dividirse en subsistemas y estos, a su vez pueden analizarse o constituirse a partir de estructuras anatómicas conexas tanto estructuralmente como por procesos claramente vinculados. Ejemplo de esto son los sistemas cardiovascular, respiratorio, endocrino, renal etc.

Otra forma de analizar sistemas y/o subsistemas en el cuerpo humano, y que no se aparta mucho de lo esbozado anteriormente, es el que puede realizarse no tanto por estructuras anatómicas sino por procesos específicos, por ejemplo: termorregulación, regulación de la presión arterial, regulación de la frecuencia y presión de pulso, regulación del proceso respiratorio (presiones parciales de oxígeno y dióxido de carbono, pH), etc. Probablemente esta segunda estrategia resulte más adecuada cuando se pretende estudiar la dinámica de una variable regulada específica.

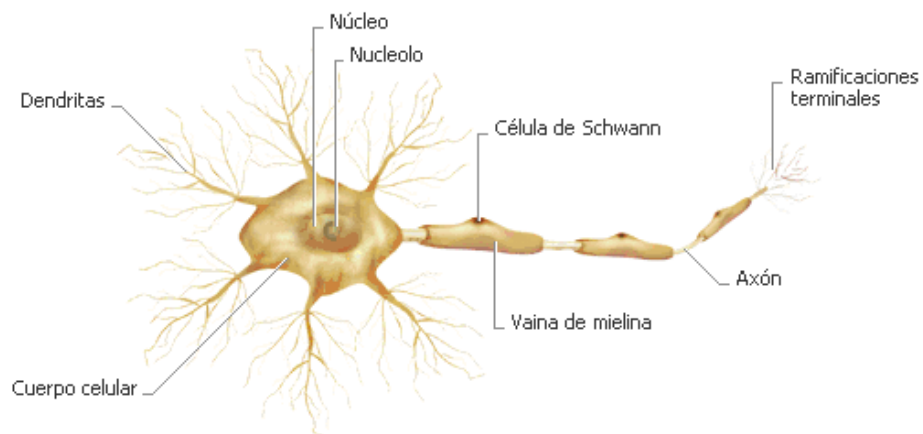
Para el caso específico de este trabajo se abordará de forma general las divisiones y funciones del sistema nervioso.

1.2. Generalidades del sistema nervioso

El sistema nervioso cumple con gran parte de las funciones de regulación de procesos del organismo. Controla las actividades rápidas del cuerpo como contracción muscular, procesos viscerales e incluso secreciones de algunas glándulas endocrinas. Se caracteriza por una gran complejidad en sus procesos de regulación ya que recibe al mismo tiempo una enorme cantidad de información procedente de distintos órganos sensoriales.

La unidad básica funcional del sistema nervioso es la neurona la cual es una célula que se caracteriza por ser excitable, lo que se traduce en la capacidad de conducir impulsos eléctricos a través de su membrana. La Figura 1 muestra una neurona típica de la corteza cerebral motora. Cabe señalar que no todas las neuronas son idénticas en su forma, sin embargo conservan las mismas partes.

Figura 1. Partes de una neurona



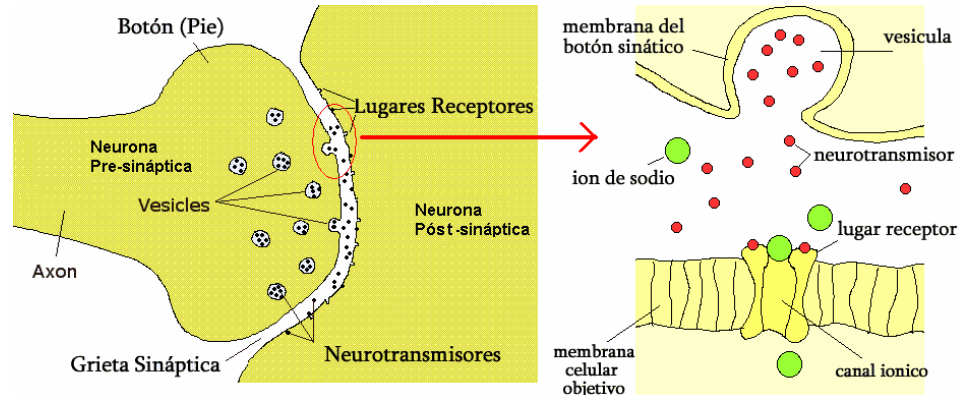
Fuente: <http://mx.encarta.msn.com>

Los impulsos eléctricos conducidos por la neurona son el resultado de diversos tipos de estímulos captados por los llamados receptores sensoriales. Estos receptores son estructuras especializadas en la captación de un tipo de estímulo en específico, existiendo de esta forma receptores de estímulos químicos (quimiorreceptores), estímulos electromagnéticos (visión), estímulos mecánicos (mecanorreceptores), estímulos de temperatura (termorreceptores) entre otros. Los impulsos eléctricos producen cambios en el potencial transmembrana de la fibra durante unos 2 a 3 milisegundos generando el llamado potencial de acción que se propaga a lo largo de la fibra (conducción nerviosa de la señal) a velocidades que pueden ir entre 0.5 y 120 metros/segundo. Las señales nerviosas se transmiten de una neurona a otra a través de las uniones interneuronales llamadas sinapsis⁵. Las sinapsis pueden clasificarse en eléctricas y químicas, siendo estas últimas las más abundantes y las más susceptibles de ser moduladas por influencia de otras sinapsis o por sustancias externas (fármacos). Las sinapsis eléctricas son más rápidas que las químicas, en ellas, las dos células involucradas están unidas por las llamadas grietas sinápticas en las que proteínas-canales atraviesan las membranas de las dos células y el flujo iónico con los consecuentes cambios de potencial eléctricos se propagan casi como si fuera una sola membrana celular.

Las sinapsis químicas se caracterizan porque la neurona que trae la señal original (neurona pre-sináptica) libera en su terminal algún tipo de sustancia llamada neurotransmisor que se une a una proteína receptora del neurotransmisor en la membrana de la célula contigua (neurona post-sináptica) tal como se muestra en la Figura 2.

⁵ GUYTON, Arthur C. y HALL, John E. Tratado de fisiología humana, Novena Edición. Interamerica McGraw Hill. 1997. p. 613.

Figura 2 Sinapsis

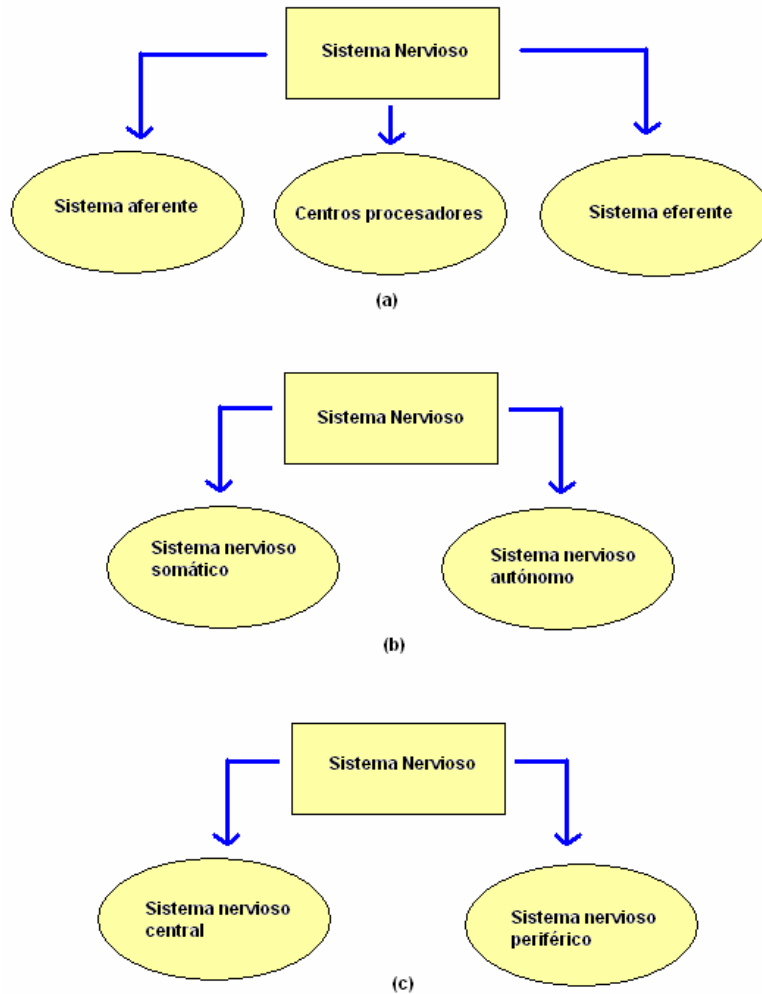


Fuente: www.psicologia-online.com

El sistema nervioso puede dividirse de diferentes formas si se toma como referencia su anatomía, las fases del flujo de información ó sus propiedades volitivas. Según las fases del flujo de información pueden describirse tres grandes componentes: el sistema aferente que lleva la información hacia los centros, los centros procesadores (médula espinal, tronco cerebral y encéfalo), y el sistema eferente que envía información de los centros hacia los órganos efectores. Según su localización anatómica puede dividirse en sistema nervioso central (centros de la clasificación anterior) y sistema nervioso periférico (aferencias y eferencias hacia y desde el sistema nervioso central). Según sus propiedades volitivas y el nivel de conciencia de las funciones en sistema somático relacionado con funciones voluntarias y conscientes y sistema nervioso autónomo relacionado con funciones involuntarias e inconscientes. La Figura 3 ilustra estas divisiones.

Para el caso específico de este trabajo se considerará la división del sistema nervioso según sus propiedades volitivas y más específicamente el sistema nervioso autónomo ya que el equipo desarrollado tiene como principal aplicación la medición de variables fisiológicas reguladas por dicho sistema nervioso.

Figura 3. División del sistema nervioso según (a) Flujo de información, (b) Propiedades volitivas, (c) Localización anatómica.



Fuente: Autores del proyecto.

1.2.1. Sistema nervioso autónomo.

Desde el punto de vista evolutivo tiene sentido que las funciones vitales (respiración, circulación, procesos digestivos, regulación de la temperatura, regulación de la composición de microambientes etc.) no estén bajo control esencial voluntario (aunque puedan tener alguna influencia volitiva) ni requieran de percepciones y decisiones conscientes permanentemente, de forma contraria la supervivencia sería estrictamente ineficiente. Esas funciones son

las que parecen tener un control más “automatizado” y autónomo, de ahí el nombre dado a las estructuras del sistema nervioso encargadas de regularlas.

El Sistema Nervioso Autónoma (SNA) tiene todos los componentes descritos en el flujo de información por el sistema nervioso. Tiene componentes periféricos tanto receptores sensoriales como vías aferentes, eferentes y órganos efectores. Los principales órganos efectores del SNA son las glándulas, el músculo liso y el cardíaco. El músculo liso se localiza en vísceras como los vasos sanguíneos, las vías aéreas, el tubo digestivo, vejiga, uréteres, útero, esfínteres etc. Los principales centros procesadores del SNA están relacionados con el también llamado sistema límbico y con estructuras del tallo cerebral. El sistema límbico formado por estructuras como el hipotálamo, partes del tálamo, los cuerpos mamilares, el hipocampo, área septal, la amígdala, el fornix, el giro cíngulo entre otros, están íntimamente relacionados con procesamiento de los diferentes estados emocionales que ocurren en cualquier individuo y también con la regulación del sistema hormonal (endocrino), muy estrechamente responsable del estado metabólico general.

Una subdivisión del SNA que podría considerarse clásica es la de sistema nervioso simpático (SNS) y sistema nervioso parasimpático (SNP). Hoy se ha adicionado una nueva subdivisión llamada sistema nervioso entérico relacionado con los complejos procesos de regulación del sistema digestivo. La mayoría de los órganos blanco del SNA reciben inervación eferente tanto simpática como parasimpática las cuales generalmente producen efectos opuestos sobre la actividad del órgano inervado.

De una manera muy general puede afirmarse que los efectos del SNS están asociados a la preparación del organismo para respuestas de emergencia bien sea de lucha o de huida frente a estímulos que virtualmente o realmente son amenazadores para el sujeto y/o la especie, esto incluye procesos de activación en unos lugares y de inhibición en otros lugares. En esa dirección y a manera de ejemplo, la activación simpática suele aumentar el flujo sanguíneo

a los músculos esqueléticos (voluntarios) mediante la relajación (inhibición de la contracción) del músculo liso vascular de estos músculos y mediante la activación de las diferentes propiedades funcionales del músculo cardíaco; también esto ocurre como consecuencia de una contracción del músculo liso vascular de otros órganos corporales lo cual permite una redistribución del flujo sanguíneo hacia el tejido más exigido en tal situación (el músculo esquelético). La activación simpática también produce relajación del músculo liso de las vías respiratorias (broncodilatación), lo cual disminuye la resistencia a los flujos aéreos de entrada y de salida. También produce activación de respuestas metabólicas tendientes a la liberación y/o producción de compuestos de rápida conversión energética (catabolismo) mientras se inhiben los procesos de síntesis de compuestos de reserva (inhibición del anabolismo).

La activación parasimpática en consecuencia, suele producir los efectos contrarios a la activación simpática y por ese motivo el simpático es considerado un sistema de respuesta emergente y catabólico mientras el segundo un sistema anabólico y reconstructor.

A manera de resumen de este sector de la revisión teórica cabe destacar lo siguiente:

El sistema nervioso se constituye en uno de los principales sistemas de recepción, comunicación, procesamiento de diferentes tipos de información lo cual le permite la regulación de múltiples funciones. Dentro de esas funciones y para efectos del presente trabajo, interesa resaltar las funciones autonómicas.

Los centros autonómicos están íntimamente relacionados con procesamiento de estados emocionales y metabólicos que le permiten al individuo y la especie la sobrevivencia y la adaptación ante las exigencias del medio ambiente.

El SNA cuenta con subdivisiones que producen efectos generalmente opuestos sobre los diferentes órganos blancos manteniendo un balance entre las

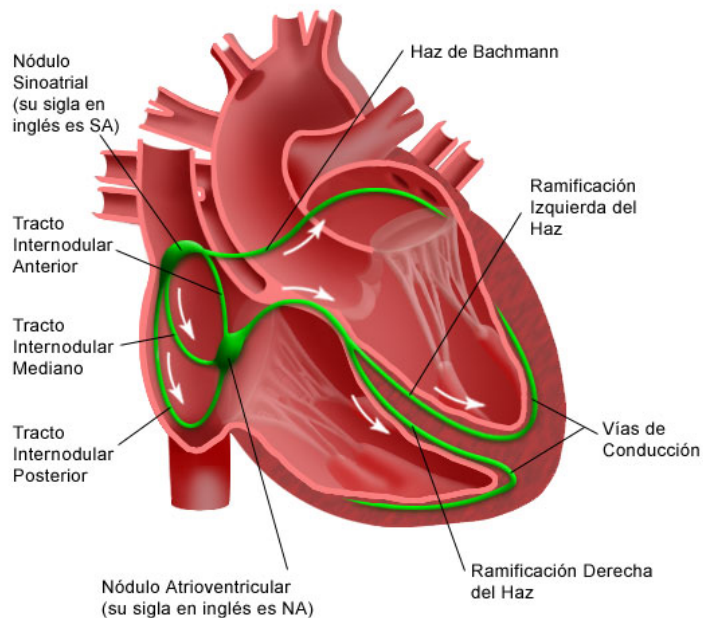
activaciones y las inhibiciones. Estos efectos son posibles por la heterogeneidad de sistemas de neurotransmisores-receptores y la complejidad del procesamiento central.

Continuando con la base teórica, para un mejor entendimiento de la aplicación de este trabajo, se presentarán algunos conceptos básicos de las variables fisiológicas contempladas por el mismo, las cuales son reguladas por el sistema nervioso autónomo (función cardíaca, sudoración y temperatura).

1.3. Conceptos básicos de la función cardíaca

El estudio de la función cardíaca supone en primera instancia de un conocimiento básico del corazón, el cual está representado en la Figura 4.

Figura 4. Sistema eléctrico del corazón



Fuente: <https://my.inova.com>

Este órgano es el encargado de hacer llegar oxígeno y nutrientes a todos los tejidos del cuerpo mediante la circulación sanguínea. Está formado por dos bombas separadas: una derecha que bombea sangre a los pulmones y una

izquierda que bombea sangre a todos los órganos periféricos. Cada una de ellas a su vez está formada por una aurícula y un ventrículo. La aurícula cumple la función de fornecer al ventrículo de sangre quien proporciona la principal fuerza propulsora mediante su contracción para lograr llevar la sangre a los pulmones o a los órganos periféricos.

De forma general la circulación comienza en el ventrículo izquierdo, el cual bombea sangre oxigenada proveniente de los pulmones hacia el resto de cuerpo. Luego de su recorrido la sangre llega a la aurícula derecha de donde pasa al ventrículo derecho de donde es bombeada a los pulmones para ser oxigenada nuevamente y recomenzar el ciclo. Cabe aclarar que el proceso de bombeo tanto hacia los pulmones como hacia los órganos periféricos se hace de manera simultánea.

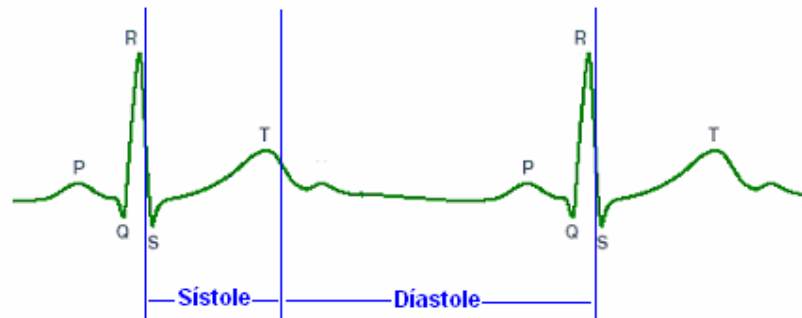
El proceso de contracción del corazón comienza por la generación de potenciales de acción en una estructura de células musculares modificadas llamada nodo sinusal localizado en la aurícula derecha y que cumple con la función de marcapasos del corazón.

La terminación de las fibras del nodo sinusal se fusiona con las fibras del músculo auricular y los potenciales de acción que se generan en éste salen hacia estas fibras atravesando toda la masa auricular a través de las vías internodales hasta el nodo aurículo-ventricular, quien retarda el paso del impulso eléctrico hacia los ventrículos dando tiempo suficiente a éstos para su llenado antes de la contracción. A partir del nodo aurículo-ventricular, el potencial de acción se propaga rápidamente por los ventrículos produciendo su contracción y posibilitando la propulsión de sangre sea a los pulmones o a los órganos periféricos. El periodo de contracción del corazón es llamado sístole y el periodo de relajación es llamado diástole.

El estímulo inicial proporcionado por el nodo sinusal propicia la propagación del potencial de acción por todo el sistema de conducción generando una

contracción muscular en los tejidos adyacentes. Es ésta actividad muscular la registrada por los electrodos en la toma del registro electrocardiográfico. La Figura 5 muestra un ejemplo de la forma de onda de un registro electrocardiográfico normal.

Figura 5 Registro electrocardiográfico normal.



Fuente: Autores del proyecto.

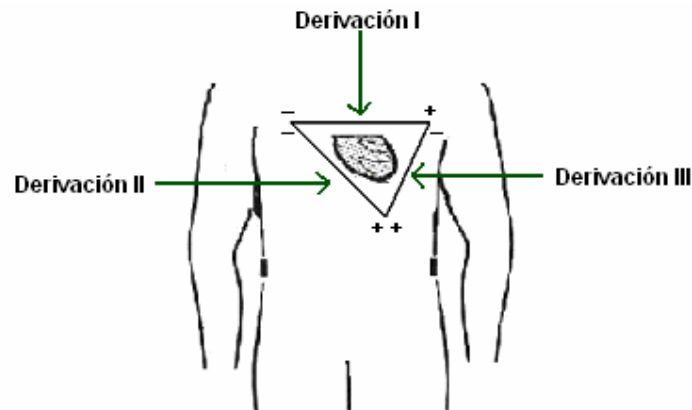
Las principales crestas de la onda cardíaca se dotan con las letras P, R y T, mientras que los principales valles son denotados por las letras Q y S tal como se muestra en la Figura 5. Cada una de ellas está relacionada con un fenómeno fisiológico específico dentro del proceso de contracción y relajación del corazón. La onda P corresponde a la despolarización (contracción) auricular. El complejo QRS representa la despolarización ventricular y la onda T la repolarización (relajación) del mismo. La morfología, amplitud y duración tanto de estas ondas como de los intervalos de tiempo entre ellas proporcionan la información necesaria al especialista para realizar un diagnóstico de la función eléctrica (en algunos casos también mecánica) del corazón del paciente⁶.

En lo referente a este trabajo se tomó en cuenta el intervalo de tiempo entre ondas R (intervalo R-R) del electrocardiograma como parámetro para el cálculo de la frecuencia cardíaca la cual es equivalente al inverso multiplicativo de la duración de dicho intervalo.

⁶ Fisiología Humana. Principios básicos. Publicaciones UIS. 2005

Existen diversas formas de tomar el registro electrocardiográfico dependiendo del número, de la localización en el paciente, y de la distancia entre electrodos. En este trabajo se utilizaron tres electrodos y se midió la diferencia de potencial entre dos de ellos tomando como referencia el tercero. Los primeros pueden situarse en tres posiciones distintas tal como la muestra la Figura 6.

Figura 6. Derivaciones electrocardiográficas bipolares.



Fuente: Autores del proyecto.

Como se muestra en la Figura 6 dependiendo de la localización de los electrodos la actividad eléctrica del corazón puede observarse de tres ángulos distintos los cuales reciben el nombre de derivaciones. La diferencia entre cada una de estas formas de ver el registro radica en la amplitud y polaridad de las ondas que lo conforman.

Al observar en la literatura la morfología de los registros obtenidos de cada una de las derivaciones se decidió trabajar con la segunda derivación ya que es en ésta donde la onda R aparece más prominente facilitando su identificación y por consiguiente el cálculo de la frecuencia cardiaca.

En este punto es importante señalar que el sistema nervioso autónomo ejerce influencia en la regulación de la frecuencia cardiaca mediante acción simpática o parasimpática. Los nervios parasimpáticos se dirigen principalmente al nodo

sinusal, las vías internodales y en menor medida al músculo ventricular. Por otra parte, los nervios simpáticos se distribuyen por todas las partes del corazón, con una extensa representación en los ventrículos.

Los nervios parasimpáticos hacen que se libere una sustancia llamada acetilcolina, la cual tiene como efectos la reducción del ritmo del nodo sinusal y la disminución de la excitabilidad de las fibras de la unión con el nodo aurículo-ventricular. Dichos efectos causan la disminución de la frecuencia de contracción del músculo cardíaco mediante el aumento del tiempo de diástole o tiempo de reposo del corazón de manera proporcional al nivel de estimulación de los nervios parasimpáticos.

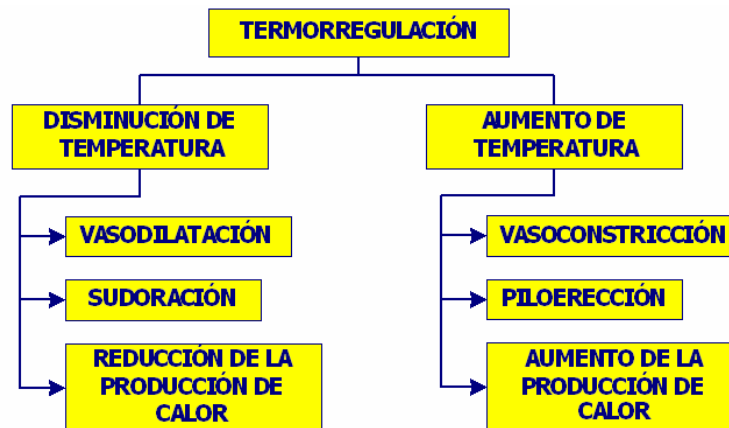
En el caso de una estimulación simpática del corazón se obtienen efectos contrarios a los obtenidos bajo estimulación parasimpática ya que aumenta la tasa de descarga del nodo sinusal, aumenta la tasa de conducción así como la excitabilidad de todas las partes del corazón y aumenta notablemente la fuerza de contracción de los ventrículos. Todo esto produce al final un aumento en la frecuencia cardíaca.

1.4. Conceptos básicos sobre termorregulación

La temperatura corporal está controlada por un equilibrio entre la producción y la pérdida de calor, cuando la producción de calor en el cuerpo es mayor que su pérdida, el calor se acumula en él y el calor aumenta. Por el contrario, cuando la pérdida de calor es mayor, tanto el calor corporal como la temperatura corporal disminuyen⁷.

⁷ GUYTON, Op. Cit., p.993

Figura 7. Esquema de los mecanismos que utiliza el cuerpo para mantener la termorregulación



Fuente: Autores del proyecto

El cuerpo posee diferentes mecanismos para mantener este equilibrio como se muestra en la Figura 7, en el caso de que el objetivo sea disminuir el calor en el cuerpo se presentan los siguientes:

- Vasodilatación: En casi todas las áreas del cuerpo, los vasos sanguíneos de la piel se dilatan intensamente.
- Sudoración: proporciona un aumento agudo de la pérdida de calor mediante evaporación cuando la temperatura corporal aumenta por encima del nivel crítico de 37°C. Un aumento de 1°C de la temperatura corporal provoca suficiente sudoración para eliminar 10 veces la producción basal del calor del cuerpo.
- Reducción de la producción de calor: Se reducen poderosamente los mecanismos que provocan una producción excesiva de calor, como el calor y la termogénesis química⁸.

Si por el contrario el cuerpo se encuentra demasiado frío y se desea aumentar la temperatura los mecanismos que entran en funcionamiento son los siguientes:

⁸ Termogénesis química: aumento inmediato del metabolismo celular por estimulación del sistema simpático.

- Vasoconstricción cutánea por todo el cuerpo: Está causada por la estimulación de los centros simpáticos del hipotálamo superior.
- Piloerección: La estimulación simpática hace que se contraigan los músculos arrectores del pelo unidos al folículo piloso, lo que hace que el pelo adopte una postura vertical. En el ser humano no es tan significativo su efecto pero en animales inferiores reduce substancialmente la transferencia de calor al entorno.
- Aumento de la producción de calor: se consigue a partir del temblor, la excitación simpática de la producción de calor y la secreción de tiroxina⁹.

La producción de calor del cuerpo es proporcional al índice metabólico que se ve afectado por varios factores, que también influyen de manera indirecta en el índice de producción de calor¹⁰, tales como el ejercicio, la producción de hormonas, la temperatura corporal, la edad, la ingestión de alimentos y el sistema nervioso, entre otros. En el sistema nervioso al realizar ejercicio o en situaciones de estrés, se estimula la división simpática del sistema nervioso autónomo. La temperatura corporal es un indicador de aumento en el índice metabólico, por cada grado que aumenta la temperatura central se incrementa el índice de las reacciones bioquímicas en casi un 10%.

Debido a que el cambio en la sudoración representado en la respuesta galvánica de la piel (GSR), es una de las señales que el sistema de medición diseñado registra, es importante profundizar un poco más en este mecanismo de termorregulación.

La secreción del sudor en el cuerpo se encuentra a cargo de las glándulas sudoríparas, que pueden llegar a ser de tres a cuatro millones de glándulas que

⁹ Tiroxina: hormona que aumenta la velocidad de reacción en casi todas las células del organismo, aumentando así el metabolismo general del cuerpo.

¹⁰ TORTORA, Gerard J. y GRABOWSKI, Sandra Reynolds. Principios de anatomía y fisiología. Novena Edición. Oxford University press. 2002.

vacían en la superficie de la piel mediante poros o en los folículos pilosos el sudor.

Las glándulas sudoríparas pueden ser de dos tipos con base en su estructura, localización y tipo de secreción: ecrinas y apocrinas.

Las glándulas sudoríparas ecrinas son tubulares sencillas enrolladas y mucho más comunes que las glándulas sudoríparas apocrinas. Están distribuidas en toda la piel del cuerpo, con excepción del borde mucocutáneo de los labios, los lechos ungueales en pies y manos, glandes del pene y el clítoris, labios menores y membrana del tímpano. Se encuentran en mayor número en la zona de la frente, palmas de las manos y plantas de los pies; en las palmas pueden llegar hasta 450 por cm^2 . El sudor producido por estas glándulas está constituido por agua, iones principalmente de Na^+ y Cl^- , úrea, ácido úrico, amoniaco, aminoácidos, glucosa y ácido láctico. Su función principal es regular la temperatura corporal mediante la evaporación del sudor. Al ocurrir ésta última se transfieren grandes cantidades de energía térmica de la superficie cutánea al entorno. El sudor aparece inicialmente en la frente y el cuero cabelludo, luego aparece en la cara y el resto del cuerpo, por último aparece en las palmas de las manos y las plantas de los pies. Sin embargo cuando hay estrés emocional, tanto palmas como plantas y axilas son las áreas en que las personas empiezan a sudar. El sudor de estas glándulas también participa mínimamente en la eliminación de desechos, como la úrea, ácido úrico y amoniaco. Es importante destacar que las glándulas sudoríparas presentes en las palmas de las manos y plantas de los pies se encuentran inervadas exclusivamente por el sistema nervioso simpático por lo cual los cambios de sudoración en estas zonas permiten evaluar la respuesta de este sistema ante diferentes estímulos.

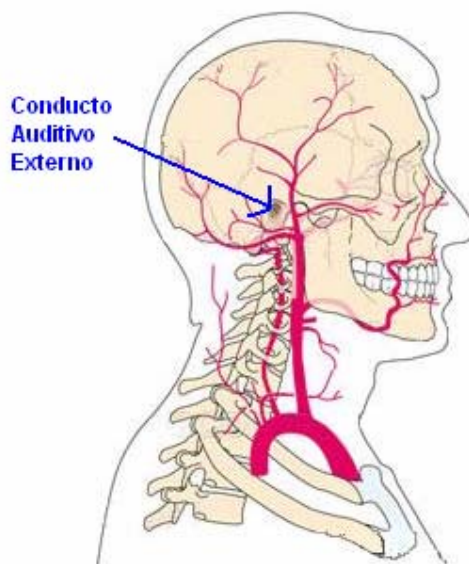
Las glándulas sudoríparas apocrinas también son tubulares, sencillas y enrolladas. Se localizan principalmente en la piel de las axilas, ingles, areolas de las mamas y región de la cara de los hombres adultos correspondiente a la

barba. Su producto de secreción es un poco más viscoso que el producido por las glándulas ecrinas; además, los componentes del sudor de estas últimas contiene lípidos y proteínas. En mujeres, las células de las glándulas sudoríparas apocrinas crecen en el periodo de ovulación y se contraen durante la menstruación. El funcionamiento de las glándulas sudoríparas ecrinas inicia poco después del nacimiento, mientras que las apocrinas lo hacen en la pubertad. Éstas últimas se estimulan durante el estrés emocional y la excitación sexual.

Por otro lado, el cambio en el flujo sanguíneo a partir de mecanismos de regulación como la vasodilatación puede inducir variaciones en la temperatura en las zonas en las que este flujo aumenta, que es lo que se precisa revisar a partir del registro de la temperatura en los conductos auditivos externos derecho e izquierdo, este registro se ha realizado en estudios que han centrado su atención en el análisis de la temperatura de esta zona como *“Tympenic temperature as a indicator of asymmetrical brain activity: a study using stress induced by de Stroop test and its correlations with cardiovascular parameters”*¹¹. De este documento es importante rescatar el funcionamiento lateralizado sobre el hemisferio derecho del cerebro a partir de la estimulación del sistema nervioso simpático, esto es, cuando hay estimulación de tipo emocional el hemisferio derecho incrementa su actividad y por el contrario cuando el estímulo es de tipo cognitivo quien aumenta su actividad es el hemisferio izquierdo; así, el incremento de actividad en un hemisferio en específico, incrementa a su vez el flujo sanguíneo de esta zona y se puede provocar una elevación de la temperatura en este lugar en particular; a partir de esta hipótesis nuevamente se consolida la importancia de revisar la temperatura de cada uno de los conductos auditivos externos por separado, pues debido a la irrigación sanguínea que presentan, mostrada en la Figura 8, su temperatura puede ser un indicador de respuesta del sistema nervioso simpático.

¹¹ BELOL, Marcelo, DE VECCHI MACHADO, Lara y TOMAZ, Carlos. Tympenic temperature as a indicator of asymmetrical brain activity: a study using stress induced by de Stroop test and its correlations with cardiovascular parameters. UnB. Neurobiologia Volume 66 N°1-4. 2003.

Figura 8. Irrigación sanguínea del oído



Fuente: Autores del proyecto

1.5. Pruebas autonómicas.

Durante el estrés físico o emocional, el sistema nervioso simpático predomina sobre el sistema nervioso parasimpático. Además del ejercicio físico diversas emociones, como el miedo, confusión, angustia e ira estimulan el funcionamiento del sistema nervioso autonómico.

Cuando se activa el SNS se inicia un conjunto de respuestas fisiológicas denominadas en conjunto reacción de lucha o huida¹², que es caracterizada por efectos como dilatación de las pupilas, aumento de la frecuencia y la fuerza de la contracción cardiaca, así como la presión arterial, dilatación de las vías respiratorias, lo cual permite acelerar la entrada y salida de aire de los pulmones, contracción de los vasos sanguíneos que aportan sangre a órganos relacionados con la actividad física o el rechazo del peligro, tales como, músculos, miocardio, hígado y tejido adiposo, con lo cual aumenta el flujo de

¹² TORTORA, Op. Cit.

sangre por dichas estructuras y se incrementa la concentración de azúcar en la sangre, entre otros.

A partir de esta información los investigadores seleccionan las variables fisiológicas que es importante registrar para poder realizar una descripción completa de la respuesta del cuerpo a los estímulos a los que el sujeto va a ser sometido. Dentro de las pruebas más comunes están: la maniobra de valsalva, que mide la capacidad pulmonar del individuo, medición de la frecuencia cardiaca, presión arterial, la respuesta galvánica de la piel, cambios de temperatura en los conductos auditivos externos y en la frecuencia respiratoria, entre otras. En ocasiones las pruebas fisiológicas van acompañadas de diferentes test que pueden ser de respuesta escrita u oral, tales como el test de stroop¹³, test de stai,¹⁴ entre otros.

Dentro del “Laboratorio de Neurociencias y Comportamiento de la Universidad Industrial de Santander” se experimenta con pruebas de estimulación auditivo-visual, estas pruebas pueden presentar diferentes variantes, en el laboratorio se utiliza una que consiste en una serie de imágenes enlazadas por una historia, esta última puede ser de tipo emocional o no emocional. Al mismo tiempo el sujeto se conecta a los equipos que permiten la medición de variables fisiológicas. Gracias a la elaboración del equipo de medición de variables fisiológicas en pruebas autonómicas del cual es objeto este libro, el laboratorio contará con la posibilidad de realizar registros de la frecuencia cardiaca y la respuesta galvánica de la piel, que actualmente ya realizan con el equipo Biofeedback 2000 que posee en este momento el laboratorio, con la ventaja que además se podrán sentir señales que actualmente no es posible registrar como la temperatura en los conductos auditivos externos y la señal electrocardiográfica.

¹³ Test de stroop: mide la capacidad de inhibir las interferencias que se producen cuando alguien desarrolla una conducta "inesperada y desautomatizada".

¹⁴ Test de stai: prueba psicométrica que mide ansiedad.

2. DISEÑO DEL HARDWARE

2.1. Descripción general

El equipo diseñado está en capacidad de realizar tres tipos de registros de variables fisiológicas: Temperatura en cada uno de los conductos auditivos externos, respuesta dermogalvánica de la piel (GSR) y frecuencia cardiaca a través del registro electrocardiográfico (EKG).

Este proceso de registro se realiza por medio de varias etapas donde se incluyen el sensado, amplificación, filtrado, aislamiento y conversión análogo-digital de las señales, así como la transmisión y almacenamiento de los datos en el computador.

Una vez hecha la conversión análogo-digital, se transmiten los datos a través del puerto USB hacia el computador, luego una interfaz amigable desarrollada en LabView se encarga de su visualización y procesamiento.

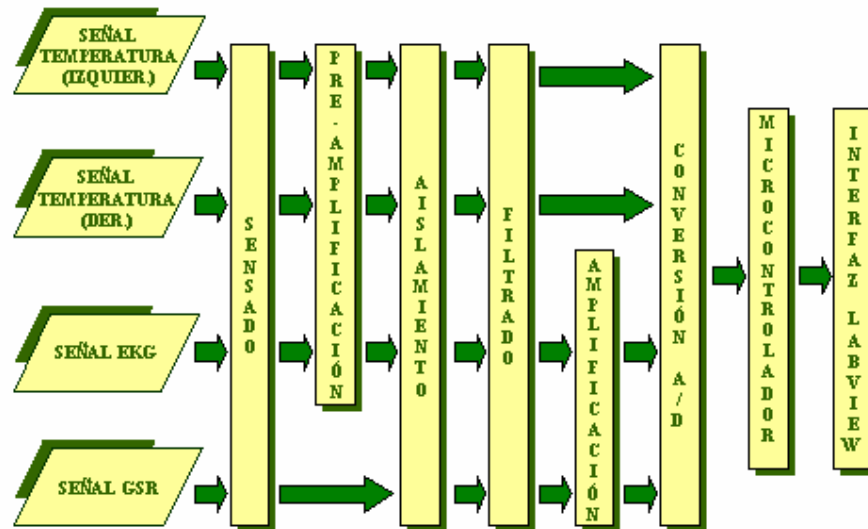
2.1.1. Diagrama de bloques

El diagrama de bloques presentado en la Figura 9 muestra cada una de las etapas que conforman el dispositivo.

En primera instancia se encuentra la etapa de sensado de las señales. Este proceso se realizó a través de sensores específicos para cada variable. Para la medición de temperatura se utilizó un par de termistores acoplados en un puente de Wheatstone. Estos termistores son elementos pasivos cuyo valor de resistencia varía de acuerdo a la temperatura a la cual estén expuestos. En el caso de la respuesta dermogalvánica de la piel y el registro electrocardiográfico se usaron electrodos superficiales de plata-cloruro de plata, los cuales en el caso de la señal de GSR se encuentran también acoplados a un puente de

Wheatstone. El funcionamiento de la etapa de sensado se presenta de forma detallada en la sección 2.2.

Figura 9 Diagrama de bloques del sistema



Fuente: Autores del proyecto

En seguida se encuentra una primera etapa de amplificación (preamplificación) implementada con amplificadores de instrumentación. Dicha preamplificación se hace necesaria para las señales electrocardiográfica y de temperatura debido a que estas se presentan en magnitudes muy reducidas. En el caso de la señal de respuesta dermogalvánica de la piel se utilizó el amplificador para referenciar la salida diferencial del puente de Wheatstone al punto de referencia de todo el circuito y no para realizar algún tipo de amplificación ya que la magnitud de esta señal a la salida del puente ya es lo suficientemente grande. Los pormenores de esta etapa se exponen en la sección 2.3.1.

La tercera etapa es la de aislamiento, la cual es imprescindible para garantizar la seguridad del paciente protegiéndolo contra posibles descargas eléctricas provenientes de la red de alimentación o cualquier eventual falla en alguno de los integrados o componentes del equipo. Esta etapa se implementó mediante

el uso de amplificadores de aislamiento en el módulo análogo de la tarjeta y convertidores DC/DC para el aislamiento de las fuentes de alimentación. La caracterización de esta etapa se encuentra en la sección 2.3.2.

La siguiente etapa es el filtrado de las señales. En esta etapa se reducen al máximo todas las componentes en frecuencia presentes en la señal que estén por fuera de los rangos de frecuencia típicos de las señales fisiológicas que están siendo sensadas. Para el caso de las señales de EKG se utilizó un filtro pasa-altas y uno pasa-bajas, de cuarto y segundo orden respectivamente. Para la señal de temperatura y GSR se implementó un filtro pasa-bajas de cuarto orden. La descripción detallada de la etapa de filtrado se encuentra en la sección 2.3.3.

Como quinta etapa se encuentra una nueva fase de amplificación. El principal objetivo de esta etapa, además de la amplificación como tal, es ajustar los niveles de voltaje generados por el procesamiento de las señales biológicas a niveles equivalentes al máximo rango dinámico del convertidor análogo-digital. En la sección 2.3.4 se presenta en detalle esta etapa.

En seguida se encuentra la fase de conversión análogo-digital. Para su implementación se utilizó un convertidor análogo-digital de dieciséis bits, de cuatro canales y salida serial, trabajando en un rango de voltaje entre cero y cuatro voltios. El diseño de esta etapa se encuentra en la sección 2.3.5.

La séptima etapa es la transmisión de datos y control de la conversión análogo-digital resultante del registro de cada una de las señales. Dicho control se realiza utilizando un microcontrolador quien se encarga de establecer la frecuencia de conversión, control de la multiplexación de los cuatro canales del convertidor y transmisión serial de los datos a través de una interfaz serial-USB donde se utilizó el integrado FT232BM para este fin. La descripción del funcionamiento de esta etapa se encuentra descrita en la sección 2.3.6.

Finalmente se encuentra la etapa de visualización y procesamiento de las señales transmitidas utilizando una interfaz amigable desarrollada en Labview. La programación y funcionamiento se presenta de forma detallada en el capítulo 3.

2.2. Etapa de sensado

La etapa de sensado de las variables es una de las principales etapas del desarrollo del equipo en cuestión. De una correcta selección de los sensores depende en gran parte la fidelidad del registro. En esta etapa se utilizaron sensores encargados de la transducción de las variables fisiológicas contempladas en este trabajo a variables de tipo eléctrico.

Para el sensado de la señal electrocardiográfica y respuesta dermogalvánica de la piel se utilizaron electrodos superficiales de plata-cloruro de plata (Ag-AgCl) y en el caso de la toma de la temperatura de los conductos auditivos externos se utilizaron un par de termistores. Las siguientes secciones describen los sensores implementados en el proyecto.

2.2.1. Sensor de temperatura

Como sensores de temperatura se utilizaron termistores NTC, de referencia KS103J4 fabricados por la empresa US SENSOR. Estos termistores presentan una precisión de 0.1° en el rango entre 36° y 40°, una constante de tiempo térmica de máximo diez segundos y un diámetro de máximo 0.25cm¹⁵. Estas características permiten realizar un registro con una velocidad y precisión acorde a su aplicación además de tener un tamaño lo suficientemente pequeño para no producir molestia en el oído del sujeto al cual se le realice el registro. La Figura 10 muestra una foto de estos dispositivos.

¹⁵ Tomado de la hoja de datos del dispositivo. Ver anexo A

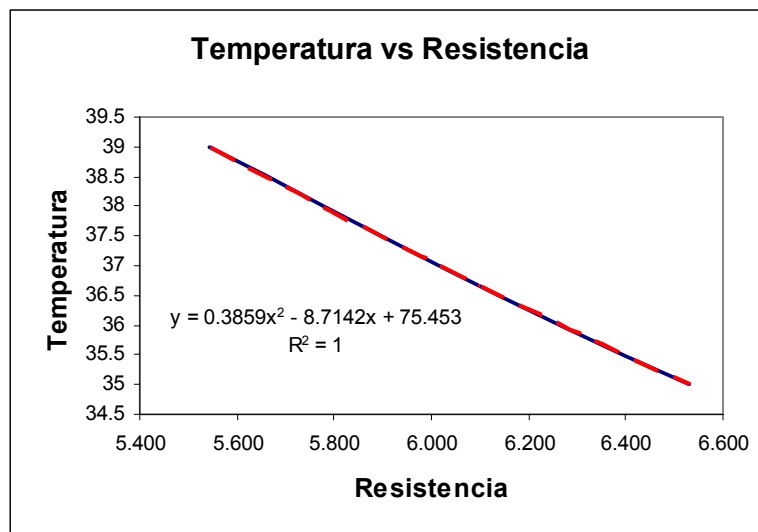
Figura 10. Termistores de referencia KS103J4



Fuente: Autores del proyecto.

Basándose en la información suministrada por el fabricante de estos termistores¹⁶ se construyó la gráfica de Temperatura contra Resistencia mostrada en la Figura 11, donde se encuentran en azul los valores de resistencia del termistor para los valores de temperatura considerados en este trabajo.

Figura 11. Gráfica de Temperatura vs Resistencia del termistor KS103J4



Fuente: Autores del proyecto.

¹⁶ Ibid.

Tomando como referencia la gráfica obtenida y buscando el mejor ajuste de los datos se encontró que la ecuación resultante de una regresión polinomial de segundo orden es la más representativa del comportamiento del termistor. La gráfica de dicha ecuación se muestra en la Figura 11 con una línea roja a tramos. Esta regresión se realizó con el fin de realizar un cálculo más preciso de la temperatura equivalente.

Es importante señalar que cada uno de los termistores hacen parte de un puente de Wheatstone donde la variación de la resistencia del elemento será vista como una diferencia de tensión a la salida del puente.

Para la definición del valor de las resistencias de cada uno de los puentes se tomaron como criterios dos aspectos principalmente: el rango de variación de la resistividad del termistor en el intervalo de temperatura de interés y el hecho de que la salida del puente debe ser siempre de la misma polaridad pues este voltaje es la entrada de la etapa de preamplificación la cual solo admite voltajes positivos.

La temperatura a la cual va a estar sometido el termistor varía entre los 36 y los 40 grados centígrados, lo cual se traduce en una variación de resistencia entre 6.268K Ω y 5.326K Ω . Esto implica que para la obtención de voltajes con una sola polaridad se deben utilizar las resistencias del puente de un valor por fuera de dicho rango de resistencia. Se utilizó entonces 6.268K Ω como valor de resistencia del puente logrando la máxima diferencia entre el mínimo y el máximo voltaje a la salida del mismo sin que ocurra inversión en su polaridad.

2.2.2. Sensores de conductancia eléctrica y registro electrocardiográfico

Como sensores de conductancia eléctrica y registro electrocardiográfico se utilizaron electrodos superficiales de plata-cloruro de plata.

Teniendo en cuenta que la función del electrodo superficial es permitir la circulación de corriente a través de la interfaz cuerpo-equipo de medición y que

las corrientes presentes en el cuerpo son de tipo iónico, es posible afirmar que los electrodos son transductores de corriente iónica a corriente electrónica.

Este tipo de electrodo en particular está compuesto de una placa de plata recubierta con una capa de cloruro de plata, el cual es un compuesto iónico ligeramente soluble en dicho metal y que contiene como anión al cloro. Finalmente todo este elemento es sumergido en una solución de una alta concentración del anión en cuestión [Wilches].

Específicamente se utilizaron electrodos de plata-cloruro de plata de referencia 2223 de la empresa 3M. La Figura 12 muestra una foto de dichos electrodos.

Figura 12. Electrodos de Ag-AgCl



Fuente: Autores del proyecto.

Para la conexión de estos electrodos al equipo de registro se ofrece en el mercado gran variedad de cables, sin embargo, después de realizar la cotización de varios de ellos se decidió fabricarlos por cuenta propia, pues su costo comercial es muy elevado. En adelante se hará referencia al cable fabricado por los autores de este proyecto como cable ANSER.

Dentro del proceso de diseño se tuvieron en cuenta características como la constante de conductividad, el calibre del material conductor y la longitud completa del cable. Todos estos parámetros se contrastaron con cables

existentes en el mercado y principalmente con el utilizado por el equipo Physio Recorder S comercializado por Lafayette Instruments con fines de registro similares a los del actual proyecto.

Las primeras pruebas se realizaron haciendo uso de un cable blindado duplex de audio al cual se soldaron en sus terminaciones unos broches conductores que permitieran acoplar el cable a los electrodos. En el otro extremo se soldó un conector tipo DIN de cinco pines. La selección de este tipo de conector se realizó con el objetivo de poder realizar un análisis comparativo entre el cable ANSER y el cable accesorio del equipo Physio Recorder S¹⁷, ya que este equipo cuenta con dicho conector. Las fotos del cable ANSER y del accesorio del equipo Physio Recorder S se muestran en la Figura 13 y

Figura 14.

Figura 13. Cable ANSER



Fuente: Autores del proyecto

Como primer procedimiento para realizar el análisis comparativo entre los dos cables, se hizo la caracterización de los mismos en términos de su resistencia y consumo de corriente, al estar conectados al equipo de registro Physio Recorder S. Los datos obtenidos están relacionados en la Tabla 1.

¹⁷ Phycio Recorder es un equipo con el que cuenta el grupo de Neurociencias y Comportamiento para la medición de variables fisiológicas

Figura 14. Cable accesorio del equipo Physio Recorder S.



Fuente: Autores del proyecto.

Tabla 1. Caracterización de los dos cables de registro.

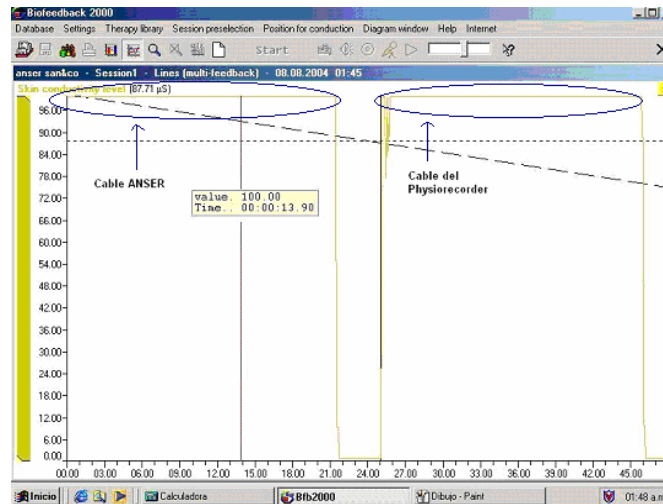
| | Resistencia del Cable | | Corriente en la Rama | Voltaje en la Resistencia | Longitud del Cable |
|-----------------------|-----------------------|---------------|----------------------|---------------------------|--------------------|
| | Rama 1 | Rama 2 | | | |
| CABLE ORIGINAL | 1.65 Ω | 1.37 Ω | 0.0516 mA | 0.527 V | 1.5m |
| CABLE ANSER | 0.64 Ω | 0.90 Ω | 0.0516 mA | 0.488 V | 1.2m |

Fuente: Autores del proyecto.

En seguida se procedió a realizar la medición de conductancia eléctrica tomando como referencia una resistencia de 10K Ω conectada a los electrodos acoplados a los terminales de cada uno de los cables. La selección del valor de la resistencia de prueba se debió a que este es un valor que se encuentra dentro del rango de resistividad de la piel. Como resultado se obtuvo una conductancia de 100 μ S para ambos casos.

La Figura 15 muestra la gráfica arrojada por el equipo de registro Physio Recorder S y en ella se observan en amarillo y delimitadas por óvalos azules las respuestas de cada uno de los cables.

Figura 15. Respuesta de los cables al utilizar una resistencia de 10K Ω



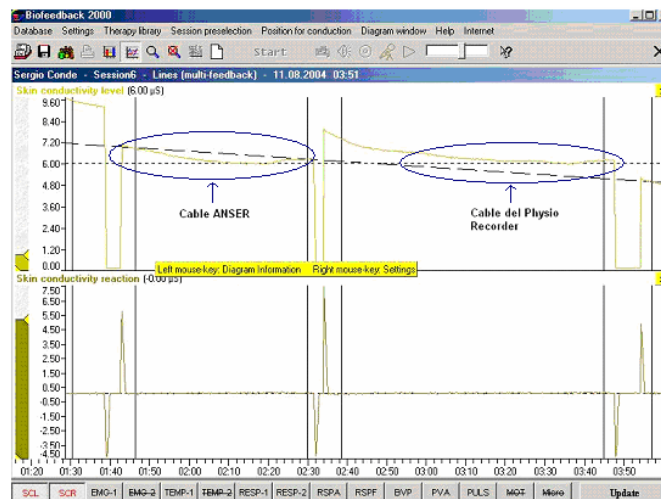
Fuente: Autores del proyecto.

Como parte final para la validación del cable ANSER como medio de acople entre los electrodos y el equipo de registro para la medición de conductancia eléctrica en la piel se realizó una sesión de registro en varios sujetos utilizando los dos cables, los cuales estaban conectados al sujeto y se conectaban al equipo durante intervalos de tiempo iguales. La Figura 16 muestra uno de estos registros.

En este caso se quería constatar que el comportamiento de la señal de sudoración fuera el mismo con cada uno de los cables. No se esperaba dos intervalos de registro idénticos ya que procediendo la señal de un sujeto, no existen garantías de que ésta permanezca constante. La Figura 16 muestra que la tendencia de la señal de sudoración del sujeto es la misma con cada uno de los cables.

Como paso siguiente, se realizó la validación del cable ANSER para la toma de registros electrocardiográficos. Para este fin, se acopló el cable ANSER a un conector monofónico que permitiera la toma de dicho registro en el polígrafo Nihon Kohden con el que cuenta el Departamento de Ciencias Básicas de la Facultad de Salud de la universidad.

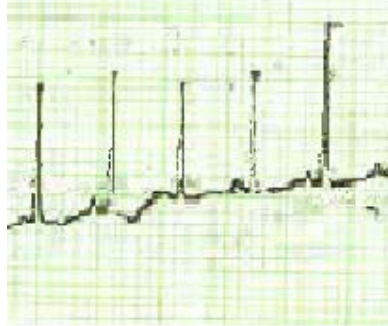
Figura 16. Registro de conductancia eléctrica de la piel en un sujeto utilizando los dos cables como medio de registro



Fuente: Autores del proyecto.

La prueba consistió en realizar un registro electrocardiográfico a un sujeto cualquiera utilizando el cable original del polígrafo y un registro utilizando el cable ANSER. Los dos registros obtenidos se muestran en la Figura 17 y Figura 18

Figura 17. Registro electrocardiográfico utilizando el cable original.



Fuente: Autores del proyecto

Figura 18. Registro electrocardiográfico utilizando el cable ANSER



Fuente: Autores del proyecto

2.3. Acondicionamiento de las señales

El proceso de acondicionamiento de las señales está conformado por las etapas de preamplificación, aislamiento, filtrado y amplificación. Para un diseño adecuado de este proceso, se analizaron características específicas de cada uno de los componentes. Dicho análisis se presentará de forma detallada en la explicación de cada una de las etapas dependiendo de los dispositivos que conformen las mismas.

Para realizar un estimativo de la resolución de los dispositivos que están involucrados en la etapa de acondicionamiento de las señales se tomó como referencia el bit menos significativo (LSB) expresado en partes por millón

(ppm¹⁸) para distintas resoluciones de conversión análogo-digital. Este valor fue tomado como patrón de referencia al realizar un análisis comparativo entre la resolución del convertor y la de cada uno de dichos componentes, con el fin de garantizar el mayor número de bits de resolución del sistema logrando así aprovechar al máximo el rango dinámico del convertor análogo-digital escogido. Para calcular el LSB para las diferentes resoluciones de los convertidores se tomó la expresión de la fórmula (1)

$$LSB = \frac{V_{FE}}{2^n - 1} \quad (1)$$

Donde VFE es el valor del voltaje máximo de entrada del convertor o voltaje full-escala y n es la resolución del convertor. La Tabla 2 presenta el valor de un LSB para distintas resoluciones del convertor análogo-digital.

Tabla 2. Valores de LSB para distintas resoluciones del convertor análogo-digital

| Resolución del convertor | Valor del LSB ¹⁹ [ppm] |
|--------------------------|-----------------------------------|
| 8 bits | 3921,56 |
| 10 bits | 977,51 |
| 12 bits | 244,2 |
| 14 bits | 61,038 |
| 16 bits | 15,259 |

Fuente: Autores del proyecto.

2.3.1. Primera etapa de amplificación (preamplificación)

Como se mencionó anteriormente, la etapa de preamplificación con ganancia mayor a la unidad se aplica a las señales electrocardiográfica y de temperatura únicamente.

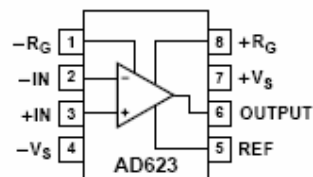
¹⁸ Error en partes por millón = %error*10⁴

¹⁹ LSB: less significant bit.

Para la selección de un amplificador adecuado para esta etapa se hizo una revisión bibliográfica de varios de estos dispositivos. Como parámetros para seleccionar adecuadamente el amplificador se tomaron aspectos como el carácter diferencial del mismo, su rango de ganancia, su contribución de error al sistema, el carácter unipolar ó bipolar de su fuente de alimentación, su precio y las características de la señal que esté siendo amplificada.

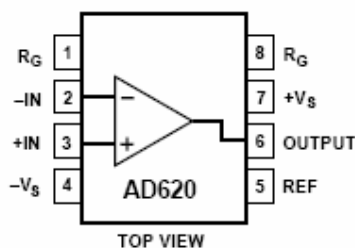
Luego la evaluación de los parámetros citados anteriormente en varios dispositivos se escogieron los amplificadores de instrumentación de referencia AD620B para las señales electrocardiográfica y de registro dermogalvánico y AD623B para las señales de temperatura, ambos de la empresa Analog Devices. Dichos dispositivos son mostrados en la Figura 19 y Figura 20.

Figura 19. Amplificador de instrumentación AD623



Fuente: Hoja de datos del fabricante

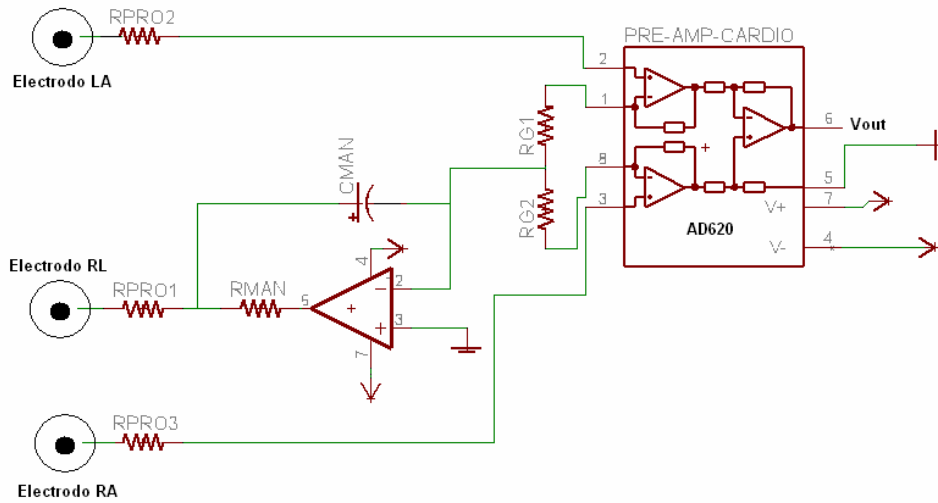
Figura 20. Amplificador de instrumentación AD620.



Fuente: Hoja de datos del fabricante

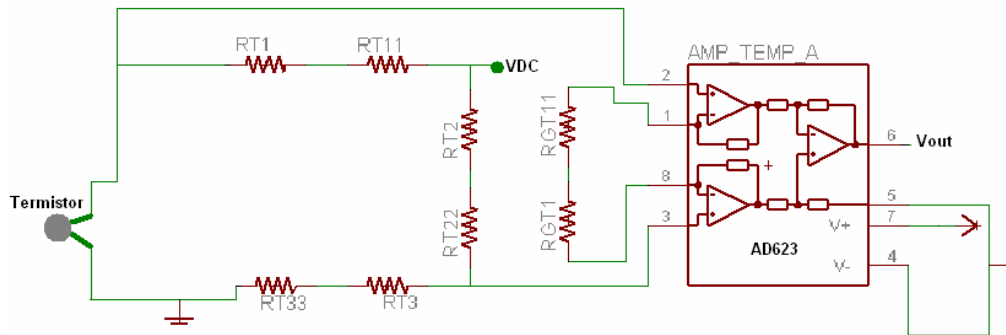
Los esquemáticos de la Figura 21, Figura 22 y Figura 23 muestran la implementación de esta etapa para cada una de las variables.

Figura 21. Etapa de preamplificación de la señal electrocardiográfica.



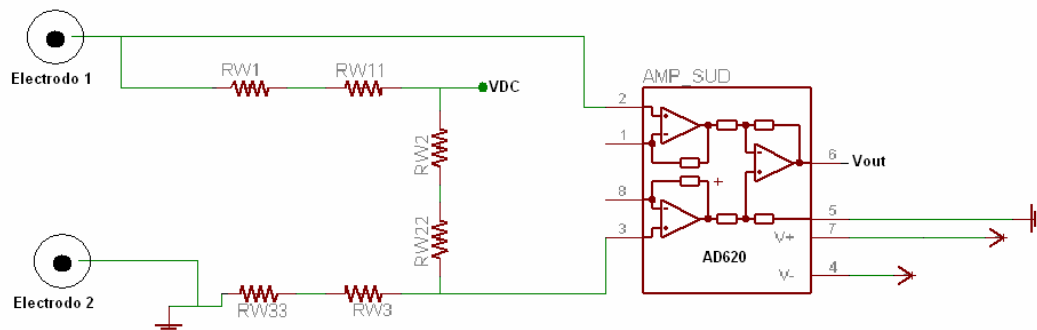
Fuente: Autores del proyecto.

Figura 22. Etapa de preamplificación de la señal de temperatura.



Fuente: Autores del proyecto.

Figura 23. Etapa de preamplificación de la señal de registro dermogalvánico.



Fuente: Autores del proyecto.

La selección de un dispositivo diferente para la señal de temperatura en esta etapa obedece a la necesidad contar con el mayor rango de tensión de salida posible para minimizar el efecto de los niveles de offset inherentes a los integrados que conforman el acondicionamiento de dicha señal y obtener la mayor relación $V/^{\circ}C$. El amplificador AD623B es de tipo Rail-to-Rail lo que permite obtener un nivel de tensión a la salida prácticamente igual al voltaje de alimentación sin incurrir en saturación. Este dispositivo presenta un nivel de offset inicial de $100\mu V$, una corriente de offset de $2nA$ y un voltaje de ruido en la banda de $0.1Hz$ a $10Hz$ de máximo $30\mu V$ ²⁰

Por otro lado, se escogió el amplificador de instrumentación AD620 para las señales cardíaca y de registro dermogalvánico porque éste si comparado al AD623 presenta menores contribuciones al error del sistema por poseer mejores características de ruido y offset. Sin embargo este integrado no siendo un dispositivo de tipo Rail-to-Rail logra un nivel máximo de tensión a su salida de $3.8V$ al ser alimentado con $5V$. Este dispositivo presenta un nivel de offset de $50\mu V$, una corriente de offset de $0.5nA$ y un ruido en la banda de $0.1Hz$ a $10Hz$ de $0.8\mu V_{p-p}$ entre otras características²¹.

La selección de amplificadores de instrumentación para esta etapa se debe a que los voltajes que se manejan son de carácter diferencial, y con amplificadores convencionales se requeriría más espacio, consumo de corriente y el ruido involucrado podría ser mayor.

En términos de ganancia estos amplificadores de instrumentación ofrecen la posibilidad de ajustar este parámetro entre uno y mil $[V/V]$, mediante la selección de una resistencia externa conectada a los pines RG ²² Las ecuaciones (2) y (3) expresan la relación entre la ganancia y la resistencia externa RG para el AD620 y AD623 respectivamente.

²⁰ Anexo A. Op. Cit.

²¹ Anexo A. Op. Cit

²² Anexo A. Op. Cit

$$R_G = \frac{49.4K\Omega}{G-1} \quad (2)$$

$$R_G = \frac{100K\Omega}{G-1} \quad (3)$$

2.3.1.1. Definición de niveles de ganancia.

Cada una de las variables biológicas con las cuales se trabajó requiere de un nivel de ganancia diferente, el cual depende del nivel de voltaje generado en el proceso de sensado de las mismas.

Tomando como referencia las fórmulas de ganancia de los amplificadores expresadas en las formulas (2) y (3), se seleccionaron los valores de resistencias relacionados en la Tabla 3 de acuerdo con las ganancias escogidas para cada una de las señales.

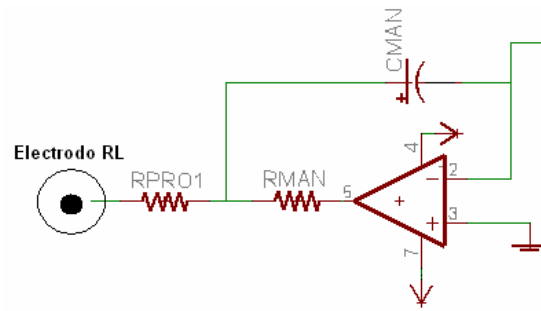
Tabla 3. Resistencias externas y ganancias de la primera etapa de amplificación

| Variable fisiológica | Ganancia | Resistencia [KΩ] |
|-----------------------------|-----------------|-------------------------|
| ECG | 10 | 5.49 |
| GSR | 1 | Infinita |
| Temperatura | 19.7 | 5.35 |

Fuente: Autores del proyecto

Teniendo en cuenta que para la señal electrocardiográfica se tiene un nivel máximo de señal de 305[mV] donde 300[mV] son debido al offset generado por los electrodos superficiales, se escogió entonces una ganancia de 10[V/V] logrando un nivel máximo de 3,05V a la salida del amplificador, evitando así su saturación. En esta etapa del procesamiento de la señal de ECG se implementó el circuito mostrado en la Figura 24 conocido como manejador de pierna derecha

Figura 24. Circuito manejador de pierna derecha.



Fuente: Autores del proyecto

La función de este circuito es sensar el voltaje en modo común presente en el cuerpo, invertirlo y aplicarlo a la pierna derecha manteniendo así dicho nivel de tensión en un valor muy bajo. Además de la mejora en la respuesta de modo común, el manejador de pierna derecha incrementa la seguridad del sujeto ya que éste no se encuentra conectado directamente a la tierra del circuito.

En el caso de la señal de GSR, la salida máxima del puente de Wheatstone es de 2.79V por lo cual se decidió aplicar una ganancia unitaria ya que dicho nivel de tensión ya es lo suficientemente grande.

Para la señal de temperatura se tiene a la salida del puente de Wheatstone un voltaje máximo de 0.204V. Aplicando una ganancia de 19.7, se logra una salida máxima del amplificador de instrumentación de 4.01V.

En este punto es importante aclarar que a pesar de que el amplificador de instrumentación usado para la preamplificación de la señal de temperatura puede manejar niveles de tensión de salida de hasta 5 voltios, el nivel de ganancia no fue ajustado para la obtención de más de cuatro voltios ya que los amplificadores operacionales usados para la etapa de filtrado no son de tipo Rail-to-Rail luego no están en capacidad de manejar tensiones superiores a la citada anteriormente.

La definición de las ganancias obedece a la intención de obtener un valor alto de tensión a la salida del amplificador sin incurrir en su saturación. No se ajustó el nivel de ganancia para la obtención del voltaje máximo de salida debido a que en esta etapa las señales no han sido filtradas y se quiso evitar la amplificación innecesaria de componentes de ruido presentes en la señal.

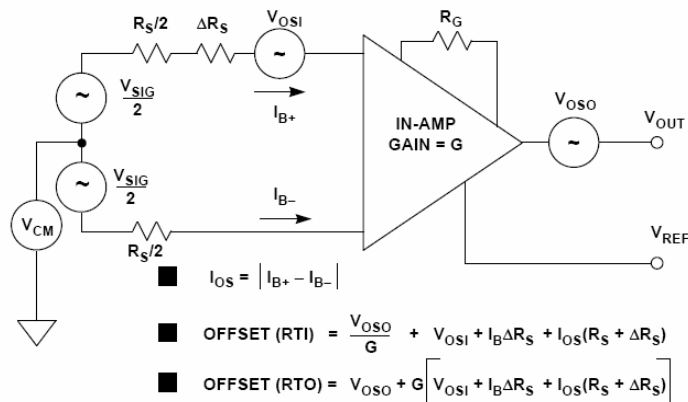
2.3.1.2. Análisis de error.

Los componentes electrónicos presentan ciertas características que hacen que su comportamiento no sea ideal, es decir diferente del teórico, por lo cual es de gran importancia realizar un análisis tanto del error introducido como el ruido presente debido a dichas características no ideales de los circuitos. Este análisis permite corregir las fuentes de ruido y error, además de dar un estimativo de la fiabilidad de la medición hecha por el aparato.

Para realizar el análisis de la contribución de error de este amplificador al sistema se consideraron los principales factores inherentes al dispositivo que contribuyen al aumento del mismo. Dentro de estos factores se encuentran la tensión de offset referida a la entrada, corriente de offset de entrada, no linealidad, error de ganancia y ruido de tipo 1/f (en la banda 0.1Hz-10Hz).

Para el cálculo del efecto del offset en la resolución del amplificador de instrumentación se tomo como modelo el mostrado en la siguiente figura.

Figura 25. Modelo de offset del amplificador de instrumentación.



Fuente: Practical Design Techniques for Sensor Signal Conditioning, Capítulo 3. Amplifiers for signal conditioning. Analog Devices. 1999

Se hizo necesario aplicar las ecuaciones del modelo de *offset* para cada una de las variables de forma independiente debido a que se utilizaron dos tipos de amplificadores con características distintas y con ganancias y resistencias que difieren en su valor.

La resistencia representada por R_S es llamada resistencia de fuente. La variación de dicha resistencia, denotada por ΔR_S , modela el desbalance de la resistencia de fuente. Esto es frecuentemente encontrado en el caso donde la señal introducida al amplificador proviene de un puente de Wheatstone.

El parámetro representado por I_B (*input bias current*) es el valor de corriente que circula por los terminales inversor y no inversor del amplificador. La Tabla 4 y la Tabla 5 muestran cada uno de los parámetros involucrados en el cálculo del error de *offset* de los amplificadores AD623 y AD620 según la señal que estos estén amplificando.

Tabla 4. Parámetros utilizados para el cálculo de offset del AD620.

| Parámetro | Magnitud | |
|--------------|---------------|---------------|
| V_{OSI} | 50 μ V | |
| V_{OSO} | 500 μ V | |
| I_{OS} | 0.5nA | |
| I_B | 1nA | |
| | ECG | GSR |
| G | 10 | 1 |
| R_S | 220K Ω | 1K Ω |
| ΔR_S | - | 499K Ω |

Fuente: Autores del proyecto

Tabla 5. Parámetros utilizados para el cálculo de offset del AD623

| Parámetro | Magnitud |
|------------------|--------------------|
| V_{OSI} | 100 μ V |
| V_{OSO} | 500 μ V |
| I_{OS} | 1nA |
| I_B | 25nA |
| | Temperatura |
| G | 19.7 |
| R_S | 12.54K Ω |
| ΔR_S | 986 Ω |

Fuente: Autores del proyecto

Luego de aplicar los parámetros relacionados en la Tabla 4 y la Tabla 5 a las ecuaciones de ruido de offset referido a la entrada y salida se obtuvieron los valores presentados en la Tabla 6.

Tabla 6. Offset referido a la entrada y salida.

| | Offset (RTI) | Offset (RTO) |
|--------------------|---------------------|---------------------|
| ECG | 430 μ V | 4.3mV |
| GSR | 1.3mV | 1.3mV |
| Temperatura | 162.78 μ V | 1.62mV |

Fuente: Autores del proyecto

Tomando en cuenta los niveles de *offset* obtenidos se procedió al cálculo del error total debido a dicho *offset* adicionado a las demás características propias de los amplificadores que influyen en el mismo. Los resultados se encuentran relacionados en la Tabla 7 y la Tabla 8.

Tabla 7. Contribuciones de error del AD620

| Parámetro | Valor en unidades Convencionales | | Valor en ppm | |
|---|----------------------------------|-------|-------------------|-------------------|
| | ECG | GSR | ECG | GSR |
| Tensión de offset referida a la entrada ²³ | 470μV | 1.3mV | 1540.98ppm | 465.95ppm |
| No linealidad | 40ppm | 40ppm | 40ppm | 40ppm |
| Error de ganancia | 0.2% | 0.2% | 2000ppm | 2000ppm |
| Ruido en la banda (0.1-10HZ) | 0.5μV | 3μV | 1.63ppm | 1.07ppm |
| Error total sin ajustar | | | 3582.61ppm | 2507.02ppm |

Fuente: Autores del proyecto

Tabla 8. Contribuciones de error del AD623

| Parámetro | Valor en unidades Convencionales | Valor en ppm |
|---|----------------------------------|-------------------|
| | Temperatura | Temperatura |
| Tensión de offset referida a la entrada ²⁴ | 162.78μV | 611.43ppm |
| No linealidad | 50ppm | 50ppm |
| Error de ganancia | 0.35% | 3500ppm |
| Ruido en la banda (0.1-10HZ) | 3μV | 14.6ppm |
| Error total sin ajustar | | 4176.03ppm |

Fuente: Autores del proyecto

²³ $V_{offset} = V_{osi} + V_{oso}/G$ donde V_{osi} es la tensión de offset en la entrada, V_{oso} a la salida y G la ganancia del amplificador.

²⁴ $V_{offset} = V_{osi} + V_{oso}/G$ donde V_{osi} es la tensión de offset en la entrada, V_{oso} a la salida y G la ganancia del amplificador.

El error total introducido por el amplificador obtenido en las anteriores tablas muestra la importancia de la realización de un análisis como este. Al comparar un error total para cada una de las variables con la Tabla 2 se observa que el amplificador está en capacidad de ofrecer una resolución en el mejor de los casos de casi 9 bits, lo cual se constituye en una enorme limitante del sistema, razón por la cual se hace necesario implementar métodos de reducción del error.

Para la corrección de las contribuciones de error producidas tanto por corrientes como voltajes de *offset* se implementó un filtro pasa-altas con el fin de eliminar la componente de DC en el procesamiento de las señales de ECG.

Para el caso específico de las señales de temperatura y registro dermogalvánico no es conveniente corregir el error de *offset* eliminando por filtrado la componente de DC pues ésta hace parte del rango de frecuencias en que se presenta la señal de temperatura y su eliminación en el caso de la señal de registro galvánico modifica la señal como se explicará en la sección 2.3.3. Debido a esto se optó por realizar una amplificación de tal forma que el error de *offset* sea suficientemente pequeño en comparación al rango de voltaje generado en el sensado de estas señales.

Al realizar los ajustes descritos anteriormente se minimiza el error al cual ahora contribuyen únicamente la no linealidad de ganancia y el error de tipo 1/f. El error total después de dichos ajustes se encuentra relacionado en la Tabla 9.

Tabla 9. Error total ajustado de cada una de las señales

| Parámetro | Contribución de error [ppm] | | |
|--------------------------------|-----------------------------|------------------|---------------|
| | ECG | GSR | TEMP |
| No linealidad de ganancia | 40ppm | 40ppm | 50ppm |
| Ruido en la banda (0.1Hz-10Hz) | 9.83ppm | 0.17ppm | 14.6ppm |
| Error de <i>offset</i> | - | 465.95ppm | 611.4ppm |
| Error total | 49.83ppm | 506.12ppm | 676ppm |

Fuente: Autores del proyecto

El nuevo error total obtenido para cada una de las variables es significativamente menor al encontrado en un principio (Tabla 4 y Tabla 5) permitiendo una resolución de aproximadamente 14 bits para la señal electrocardiográfica y 11 bits para GSR, lo que corrobora la importancia de la implementación de métodos de ajuste.

En el caso específico de la señal de temperatura, donde como se comentó anteriormente no se implementó la etapa de filtrado pasa-altas, el error de *offset* debe seguir considerándose lo que limita el registro de la temperatura a una resolución de poco más de 10 bits, sin embargo tratándose de una señal de muy baja frecuencia y rango dinámico dicha resolución es suficiente para captar las variaciones de interés en esta señal.

Con el objetivo de cuantificar la pérdida de precisión en la medida de la temperatura debido al error de *offset* se calculó la equivalencia del error en grados centígrados realizando una comparación entre el voltaje generado por el sensado de la señal y el voltaje de error de *offset*.

El termistor presenta una variación de resistencia entre 5.326K Ω y 6.268K Ω para un temperatura entre 40 y 36 grados generándose a la salida del amplificador de instrumentación un nivel máximo de tensión de 0.205V. Esto se traduce en 0.05125V por cada grado centígrado. Tomando como referencia este último dato se determinó que el nivel de *offset* introducido a la entrada por el amplificador de instrumentación es equivalente a 7.21×10^{-3} grados centígrados, el cual es un error despreciable en esta aplicación.

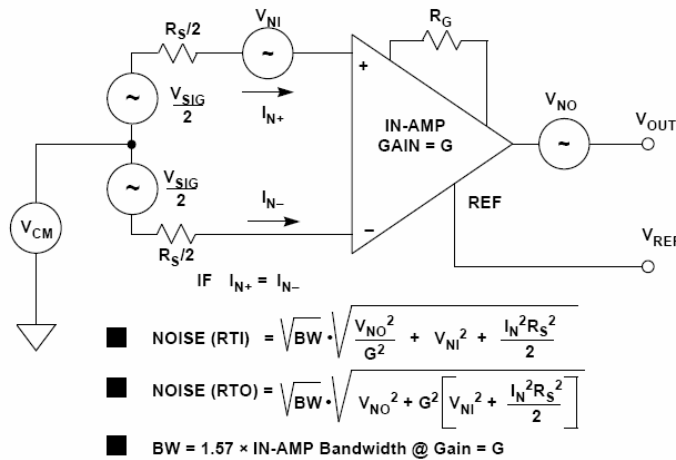
2.3.1.3. Análisis de ruido

El análisis de ruido de la etapa de preamplificación consta de una parte teórica en donde se analizan los modelos de ruido del amplificador de instrumentación y de un procedimiento práctico donde se le introdujo señal al dispositivo y se observó el comportamiento en frecuencia de la salida del mismo.

Como primera medida se realizó el análisis de los modelos de ruido del amplificador de instrumentación. Dicho análisis se hizo para cada una de las etapas que componen el acondicionamiento de la señal, esto con el fin de determinar la contribución de ruido en la señal que finalmente es entregada al conversor análogo-digital determinando de esta forma un estimado de la resolución real del sistema.

Se calculó el ruido presente en esta etapa tomando como base el modelo mostrado en la Figura 26.

Figura 26. Modelo de ruido para el amplificador de instrumentación.



Fuente: Practical Design Techniques for Sensor Signal Conditioning. Capítulo 3. Amplifiers for signal conditioning. Analog Devices. 1999

Se aplicó el modelo para el cálculo del ruido del amplificador de instrumentación para cada una de las variables registradas debido a que para cada una de ellas se utilizaron arreglos de resistencias de fuente y ganancias distintas, además de trabajar en un ancho de banda distinto.

Al consultar la hoja de datos del amplificador AD623 se encontró un valor de voltaje de ruido en la entrada de 35nV, un voltaje de ruido a la salida de 50nV y una corriente de ruido de 100fA. Para el amplificador AD620 se encontró un valor de voltaje de ruido en la entrada de 13nV, un voltaje de ruido a la salida

de 100nV y una corriente de ruido de 10pA Tomando todos los datos citados anteriormente, se aplicó el modelo de ruido para el caso de cada una de las variables fisiológicas, obteniendo los resultados mostrados en la Tabla 10.

Tabla 10. Ruido referido a la entrada y salida del amplificador de instrumentación

| | Ruido a la entrada | Ruido a la salida |
|--------------------|----------------------------|--------------------------|
| ECG | 0.3 μ V _{rms} | 3 μ V _{rms} |
| GSR | 0 | 0 |
| Temperatura | 0 | 0 |

Fuente: Autores del proyecto

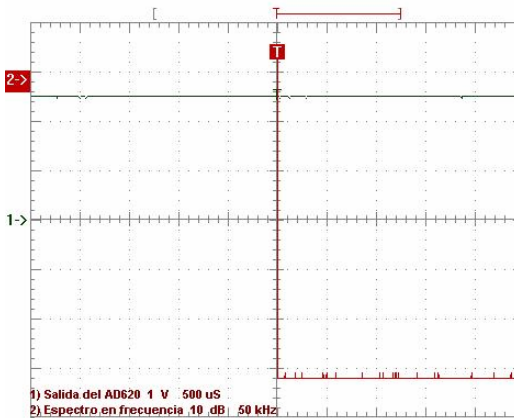
Es de suma importancia aclarar que el ancho de banda utilizado para el cálculo de los valores de ruido señalados en la Tabla 10 está limitado por la etapa de filtrado a la salida del amplificador de aislamiento y siendo el ancho de banda de las señales de temperatura y respuesta dermogalvánica particularmente reducido (1Hz) se llega a un nivel de ruido despreciable.

Como parte del análisis práctico del ruido existente en esta etapa y con miras a un diseño adecuado de la etapa de filtrado se realizó la caracterización en frecuencia de la señal de salida de esta primera etapa de amplificación aplicando dos señales de entrada distintas a la entrada del AD623. Se escogió este dispositivo por presentar los parámetros de ruido y error menos favorables entre los dos amplificadores seleccionados para la etapa de preamplificación. La selección de dichas señales de prueba se hizo de tal forma que se abarcara todo el posible rango de frecuencia en el cual trabaja el amplificador en esta aplicación.

Esta caracterización permite detectar componentes en frecuencia presentes en la señal de salida del amplificador producidas por el ruido que éste pueda introducir en la misma. Dichas componentes fueron tomadas en cuenta en el diseño de la etapa del filtrado para garantizar su eliminación

En primera instancia se utilizó una señal de 1V DC. La ganancia fue ajustada a un valor de 2.49V/V por medio de una resistencia de 33.12KΩ. La señal de salida en verde y su respectivo espectro en rojo se muestran en la Figura 27.

Figura 27. Señal de salida en tiempo y frecuencia del AD623 para una entrada de 1 V DC



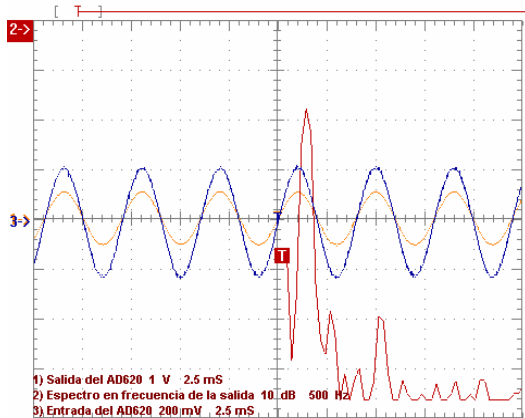
Fuente: Autores del proyecto

Como se puede observar en la Figura 28, el amplificador no introduce un nivel de ruido que genere una componente en frecuencia de consideración cuando se encuentra operando en DC.

La segunda señal de prueba utilizada fue una senoidal de 228mV de amplitud y 250Hz de frecuencia. A la salida del amplificador se encontró una senoidal de igual frecuencia y amplitud 0.57V. Tanto las señales de entrada y de salida como el espectro de la señal de salida se muestran en la Figura 28.

Con referencia al espectro de la señal de salida mostrado en la Figura 28, se observan dos componentes en frecuencia (550Hz y 1KHz) que no se deben a la frecuencia fundamental de la señal y que están fuera del rango máximo de frecuencia contemplado para las señales biológicas a ser registradas. Dichas componentes configuran el ruido que puede estar siendo introducido a la salida de esta etapa de amplificación bajo las condiciones ya mencionadas de la señal de entrada, luego deberán ser eliminadas en el proceso de filtrado.

Figura 28. Señales de entrada, salida y espectro de salida del AD623 para una entrada senoidal de 228mV a 250Hz



Fuente: Autores del proyecto

Al analizar de forma conjunta las respuestas de esta primera etapa de amplificación para las dos señales de entrada mencionadas se constató el valor de la ganancia del amplificador y se identificaron frecuencias a ser filtradas.

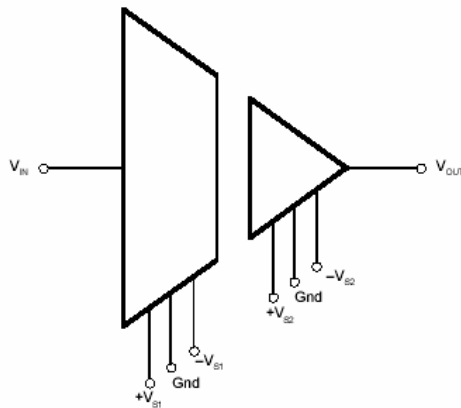
2.3.2. Etapa de aislamiento

La etapa de aislamiento es una de las de mayor importancia en el diseño de equipos para aplicaciones médicas. De esta etapa depende la seguridad del paciente en lo referente a la protección contra niveles de voltajes o corrientes indeseados que pueden llegar a ser perjudiciales para la salud del mismo.

Para la implementación de esta etapa se utilizó un amplificador de aislamiento. Al realizar el análisis comparativo entre los diversos amplificadores de aislamiento ofrecidos en el mercado se encontró que la mayor limitante para la selección de estos dispositivos es el precio ya que los integrados que ofrecen características óptimas en lo que a su contribución al error se refiere tienen un costo muy elevado.

Se escogió entonces un integrado que se ajustase al cálculo de error y se optó por implementar métodos para la corrección efectiva del error introducido por el mismo. En el caso específico de este trabajo se trabajó con el integrado ISO122 de la empresa Burr-Brown. Este dispositivo ofrece un aislamiento de mil quinientos [1500 VAC] y presenta una ganancia unitaria²⁵. El esquema general del dispositivo se muestra en la Figura 29.

Figura 29. Amplificador de aislamiento ISO122



Fuente: Hoja de datos del fabricante.

2.3.2.1. Análisis de ruido y error

Retomando el método trabajado en la etapa de preamplificación para el cálculo del error introducido por el integrado se presentan en la Figura 12 los parámetros del amplificador de aislamiento que contribuyen al error del sistema.

Una de las principales desventajas de este integrado es su nivel inicial de *offset* (50mV) ya que en el caso de la temperatura, como se comentó en la etapa anterior, esta componente no debe ser eliminada por métodos de filtrado.

Observando los resultados obtenidos para la contribución de error de esta etapa se hace evidente el gran inconveniente que existe al trabajar con dispositivos con un nivel de *offset* elevado. En este caso específico se obtuvo una resolución en el mejor de los casos de apenas seis bits.

²⁵ Anexo A. Op. Cit.

Tabla 11. Error sin ajustar del ISO122

| Parámetro | Valor en unidades Convencionales | Valor en ppm | | |
|--|----------------------------------|--------------------|-------------------|-------------------|
| | | ECG | GSR | TEMP |
| Tensión de <i>offset</i> referida a la entrada | 50mV | 16393.4ppm | 17921.1ppm | 12468.8ppm |
| Error de ganancia | 0.5% | 5000ppm | 5000ppm | 5000ppm |
| No linealidad de ganancia | 0.02% | 200ppm | 200ppm | 200ppm |
| Ruido en la banda 0.1Hz-10Hz | 4μV | 1.31ppm | 1.433ppm | 0.997 ppm |
| Error total sin ajustes | | 21594.75ppm | 23122.5ppm | 17669.8ppm |

Fuente: Autores del proyecto

Al realizar el ajuste del error por los mismos métodos utilizados en la anterior etapa, se llega a los resultados mostrados en la Tabla 12.

Tabla 12. Error con ajustes del ISO122

| Parámetro | Contribución de error en ppm | | |
|--------------------------------|------------------------------|-------------------|-------------------|
| | ECG | GSR | TEMP |
| No linealidad de ganancia | 200ppm | 200ppm | 200ppm |
| Ruido en la banda (0.1Hz-10Hz) | 1.31 | 1.43ppm | 0.997ppm |
| Error de <i>offset</i> | - | 17921.1ppm | 12468.8ppm |
| Error total | 201.31ppm | 18122.5ppm | 12669.8ppm |

Fuente: Autores del proyecto

Como es posible observar, mediante el ajuste del error se logró una notable mejoría en la señal electrocardiográfica. En el caso específico de la señal de respuesta dermogalvánica de la piel como en la de temperatura el ajuste no es tan notorio debido a la imposibilidad de filtrar la componente de DC. Es por esto

que se calculó nuevamente el error en grados centígrados introducido en esta etapa debido al nivel de *offset* inherente al amplificador de aislamiento.

En este caso, la salida del amplificador de aislamiento es igual en magnitud a la salida del amplificador de instrumentación, es decir, dicho voltaje de salida varía entre 0.01V y 4.01V. Esto se traduce en 1V por cada grado centígrado. Tomando como referencia un *offset* de 50mV presentes en el amplificador de aislamiento se obtiene un error de 0.049 grados centígrados. Este error a pesar de no ser del todo despreciable, no se constituye en una limitante del sistema ya que el termistor utilizado tiene una resolución de 0.1 grado centígrado.

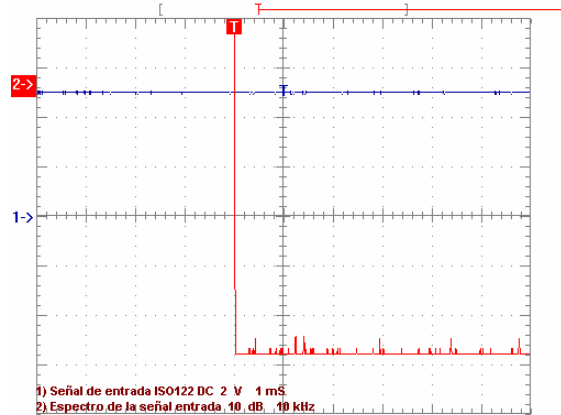
2.3.2.2. Análisis de ruido

Al igual que en la primera etapa de amplificación presentada en la Sección 2.3.1 se realizó la caracterización en frecuencia de las señales de salida de los amplificadores de aislamiento para dos señales de prueba a la entrada mediante el análisis de sus espectros, los cuales se muestran en la Figura 30, Figura 31, Figura 32, Figura 33. Con este proceso se determinaron las componentes en frecuencia que están distorsionando las señales debido al ruido introducido por el amplificador de aislamiento.

La primera señal de prueba utilizada fue una de cinco voltios DC. Dicha señal así como su espectro en frecuencia se muestran en la Figura 30.

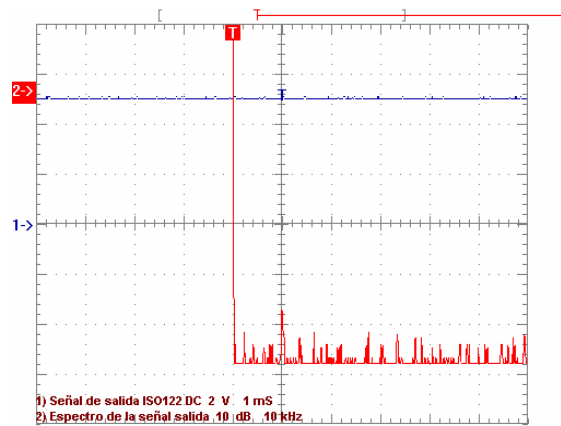
En la Figura 31 se muestra la señal de salida del amplificador de aislamiento y su respectivo espectro, en el cual se observa que la única componente en frecuencia de consideración está localizada a una frecuencia de 10KHz. Dicha componente se encuentra por fuera del rango de frecuencia de las señales biológicas, sin embargo debe ser filtrada para minimizar su efecto en el proceso de registro de las mismas.

Figura 30. Señal de entrada y su espectro en el amplificador de aislamiento



Fuente: Autores del proyecto

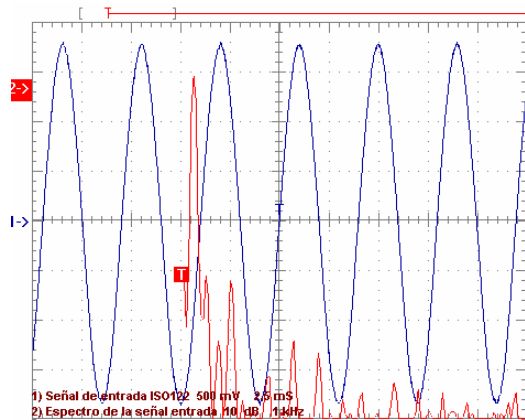
Figura 31. Señal de salida y su espectro en el amplificador de aislamiento para una entrada de 5VDC



Fuente: Autores del proyecto

Como segunda señal de prueba se introdujo al amplificador de aislamiento una senoidal de 3.7 de amplitud y 250Hz de frecuencia. Dicha señal y su espectro en frecuencia se muestra en la Figura 32.

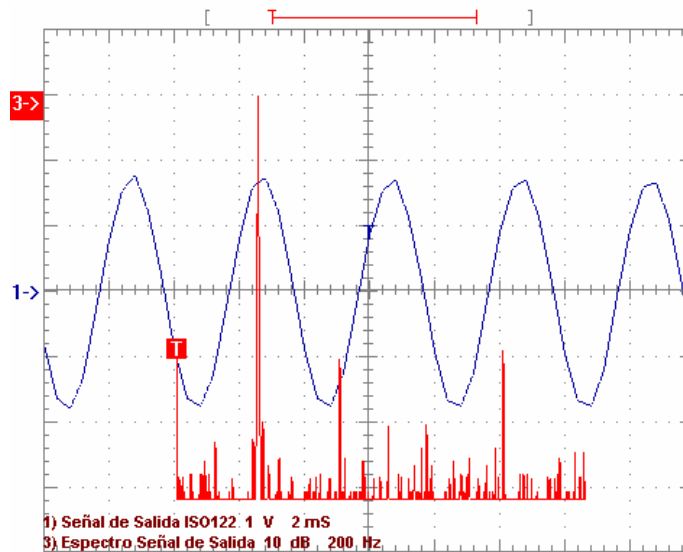
Figura 32. Señal de entrada y su espectro en el amplificador de aislamiento



Fuente: Autores del proyecto

La Figura 33 presenta la señal de salida y su espectro en el amplificador para la señal de entrada mostrada en Figura 32.

Figura 33. Señal de salida y su espectro en el amplificador de aislamiento para una entrada senoidal de 3.7V de amplitud y 250Hz



Fuente: Autores del proyecto

El espectro de la Figura 33 muestra que el amplificador de aislamiento está introduciendo ruido de alta frecuencia y muy por fuera del rango de frecuencia

de las señales biológicas. La eliminación de dicho ruido se garantizó mediante un diseño adecuado de los filtros.

2.3.3. Etapa de filtrado

Teniendo en cuenta la información adquirida del análisis de los espectros de la primera etapa de amplificación (sección 2.3.1) y etapa de aislamiento (sección 2.3.2) , los rangos de frecuencia naturales de cada una de las variables y la frecuencia de muestreo, se tienen los criterios necesarios para el diseño de la etapa de filtrado.

2.3.3.1. Diseño de los filtros

El proceso de filtrado se comenzó definiendo los rangos de frecuencia en los cuales se presentan de forma natural las señales a ser registradas.

Dichos rangos de frecuencia se muestran en la Tabla 13.

Tabla 13. Rangos naturales de frecuencia de las variables fisiológicas

| Variable fisiológica | Rango de frecuencia |
|-----------------------------|--------------------------------------|
| Temperatura corporal | DC a 1Hz (Wilches 89) |
| Respuesta dermogalvánica | 0.01Hz a 1Hz (Wilches 89) |
| ECG | 0.05Hz a 100Hz (Bosh, Hartmann 2003) |

Fuente: Autores del proyecto

Es de suma importancia resaltar en esta instancia que la única referencia que se tiene del rango de frecuencias de la señal de registro dermogalvánico es la citada en la Tabla 13, sin embargo estudios realizados en el Grupo de Neurociencias y Comportamiento²⁶ demostraron que bajo ciertas circunstancias, dicha variable puede permanecer constante en un rango determinado de tiempo, lo cual en términos del acondicionamiento de la señal se convierte en un nivel de DC. El diseño de un filtro que se ajustara al rango de frecuencias propuesto en la Tabla 13 se traduce en la eliminación de dicha

²⁶ Evaluación psicofisiológica del incremento de la memoria declarativa asociada a contenido emocional derivada de una prueba auditivo-visual. [CONDE, MARTINEZ 2002]

componente de DC lo cual implica la obtención de una señal correspondiente únicamente a la variación de la resistividad dérmica y se perderían la información sobre la condición inicial del sujeto. Tomando en cuenta lo anterior, se decidió incluir la componente de DC en la señal de registro dermogalvánico y realizar solo un filtrado pasa-bajas.

Con el objetivo de que el escalamiento resultante del proceso de filtrado de cada una de las señales sea constante para todo el ancho de banda de las mismas, se optó por trabajar con una respuesta del filtro de tipo Butterworth ya que con un adecuado ajuste del factor de calidad del mismo es posible obtener un respuesta máximamente plana.

Habiendo definido la respuesta del filtro se procedió a la selección de una topología adecuada para su implementación. Dentro de las opciones se encontraban los filtros de Antoniu, Tow-Thomas, Sallen-Key, MFB, etc.

Se optó por filtros de topología Sallen-Key, con la cual es posible implementar un filtro de segundo orden mediante la utilización de un único amplificador operacional a diferencia de Antoniu y Tow-Thomas que requieren dos amplificadores para el mismo propósito. El uso de un único amplificador se traduce en un menor consumo de potencia del circuito además de un nivel de ruido menor introducido por el mismo.

Otra de las ventajas de la topología Sallen-Key es que presenta una muy baja dependencia del funcionamiento del filtro con relación al funcionamiento del amplificador operacional que se use para su implementación²⁷.

Teniendo en cuenta que un valor del factor de calidad Q del filtro igual a $1/\sqrt{2}$ genera una respuesta máximamente plana o respuesta Butterworth [Sedra], se

²⁷ Analysis of the Sallen-key architecture. Application Report. Texas Instruments Incorporated. July 1999

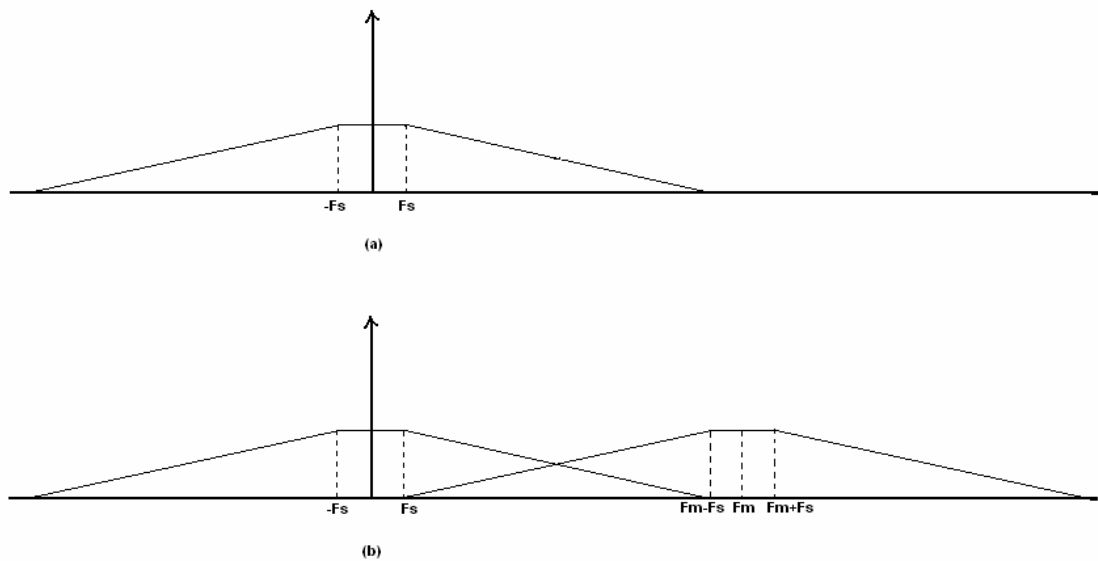
ajustaron tanto resistencias como capacitores externos de tal forma que se obtuviera un factor de calidad lo más cercano posible a dicho valor.

El siguiente paso en el diseño del filtro fue la selección del orden del mismo.

2.3.3.1.1. Orden del filtro pasa-bajas

En el caso de la señal electrocardiográfica, el primer factor tomado en cuenta para el cálculo del orden del filtro fue la frecuencia de muestreo de esta señal. Para retratar de forma más clara este proceso se tomarán como base la Figura 34.

Figura 34. (a) Espectro de la señal, (b) Espectro de la señal muestreada



Fuente: Autores del proyecto.

En la Figura 34 el ancho de banda de la señal está identificado por F_s y la frecuencia de muestreo se encuentra denotada por F_m . Se definió entonces un nivel de atenuación lo suficientemente pequeño en la frecuencia $F_m - F_s$ de tal forma que el efecto *aliasing* existente produzca en la señal una distorsión mínima. Dicho nivel de atenuación se fijó en -80dB lo cual se traduce en una reducción como mínimo al 0.1% para cualquier señal en el intervalo de frecuencia mayor o igual a $F_m - F_s$.

Se escogió una frecuencia de muestreo de 1100Hz para la señal de ECG. Esta frecuencia cumple con el criterio de Nyquist el cual plantea que la frecuencia de muestreo debe ser como mínimo dos veces la máxima frecuencia presente en la señal muestreada (200Hz), además de esto es menor que las componentes en frecuencia del ruido encontrado en el análisis de Fourier realizado en el análisis de ruido de las secciones 2.3.1.2 y 2.3.2.2.

Se obtuvo entonces una frecuencia F_m - F_s igual a 1KHz donde debe haber una atenuación de -80dB la cual se debe lograr en la década de 100Hz a 1KHz, es decir, el filtro debe imponer una pendiente de -80dB/dec. Sabiendo que cada orden del filtro contribuye con una atenuación de -20dB/dec se tiene que el filtro debe ser como mínimo de cuarto orden.

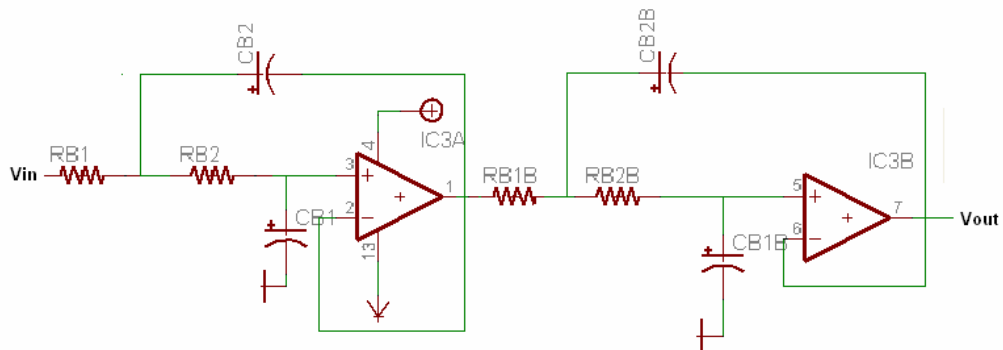
En el caso específico de las señales de temperatura y respuesta dermogalvánica se aprovechó el hecho de contar con un ancho de banda muy reducido (1Hz) para cada una de las señales, por lo cual se decidió tomar como frecuencia de referencia los 60Hz garantizando así una atenuación considerable en una de las frecuencias que mayor ruido introduce a los sistemas en general. Es ahora en esta frecuencia donde debe haber una atenuación de -80dB. Siendo así, el filtro deberá estar en capacidad de generar una respuesta en frecuencia donde la pendiente en el rango de frecuencias entre 1Hz y 60Hz sea lo suficientemente pronunciada como para lograr una atenuación de -80dB a los 60Hz.

Para el cálculo de dicha pendiente se implementó un programa en LabView donde se calcula dicho parámetro a partir del nivel de atenuación y la frecuencia donde se requiere este nivel.

Mediante el uso del programa citado anteriormente se encontró que la pendiente debe ser -44.99 dB/dec, lo cual requeriría de un filtro de orden 4. A partir de este resultado se decidió entonces implementar un filtro de cuarto orden para cada una de estas señales.

Basándose en el esquemático del filtro pasa-bajo planteado en la Figura 35, se obtuvieron los valores de resistencias y capacitores relacionados en la Tabla 14 y los parámetros de los filtros obtenidos se encuentran en la Tabla 15.

Figura 35. Filtro Sallen-Key pasa-bajas de cuarto orden



Fuente: Autores del proyecto

Tabla 14. Valores de resistencias y capacitores para los filtros de paso bajo.

| | C1[nF] | | C2[nF] | | R1[KΩ] | | R2[KΩ] | |
|--------------------|-------------|---------------|-------------|-------------------|-------------|---------------|-------------|---------------|
| ONDA EKG | | | | | | | | |
| ETAPA | Des eado | Come rcial | Desea do | Co mer cial | Desea do | Comer cial | Desead o | Comer cial |
| 1 | 100 | 100 | 219.3 | 220 | 4.67 | 4.668 | 24.74 | 24.77 |
| 2 | 47 | 47 | 320.9 | 330 | 12.96 | 12.95 | 12.96 | 12.4 |
| ONDA GSR | | | | | | | | |
| ETAPA | | | | | | | | |
| 1 | 330 | 330 | 473.6 | 470 | 254.6 | 264.3 | 636.5 | 636.53 |
| 2 | 100 | 100 | 682.7 | 680 | 609 | 609.1 | 609 | 609.1 |
| TEMPERATURA | | | | | | | | |
| ETAPA | | | | | | | | |
| 1 | 330 | 330 | 473.6 | 470 | 254.6 | 264.3 | 636.5 | 636.53 |
| 2 | 100 | 100 | 682.7 | 680 | 609 | 609.1 | 609 | 609.1 |

Fuente: Autores del proyecto.

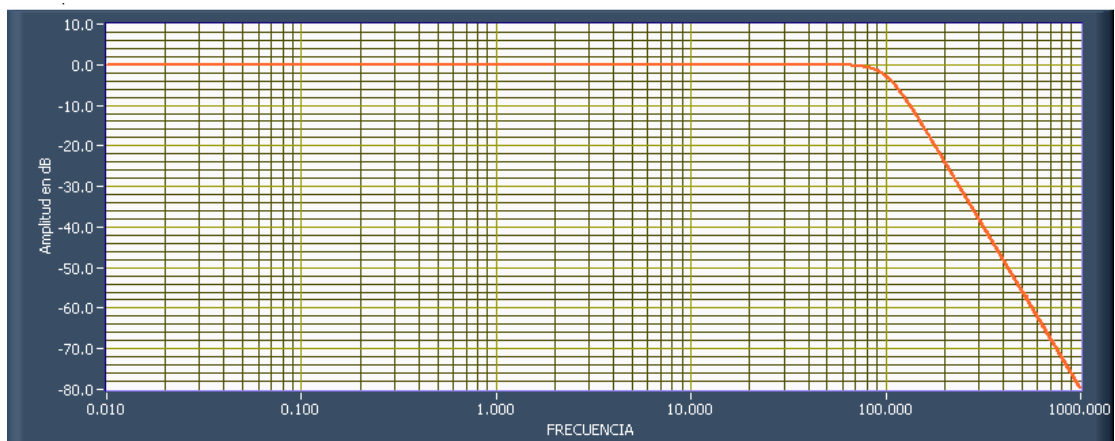
Tabla 15. Factores de calidad y frecuencias de corte obtenidas.

| Señal | Etapa del filtro | Q deseada | Q obtenida | Qt deseada | Qt obtenida | F (Hz) Obtenida | F (Hz) total |
|--------------------|------------------|-----------|------------|------------|-------------|-----------------|--------------|
| EKG | 1 | 0.5412 | 0.5353 | 0.7071 | 0.7092 | 101.032 | 99.6588 |
| | 2 | 1.3065 | 1.3249 | | | 98.3039 | |
| GSR | 1 | 0.5412 | 0.5389 | 0.7071 | 0.7027 | 1.0055 | 1.0077 |
| | 2 | 1.3065 | 1.3038 | | | 1.0022 | |
| Temperatura | 1 | 0.5412 | 0.5389 | 0.7071 | 0.7027 | 1.0055 | 1.0077 |
| | 2 | 1.3065 | 1.3038 | | | 1.0022 | |

Fuente: Autores del proyecto.

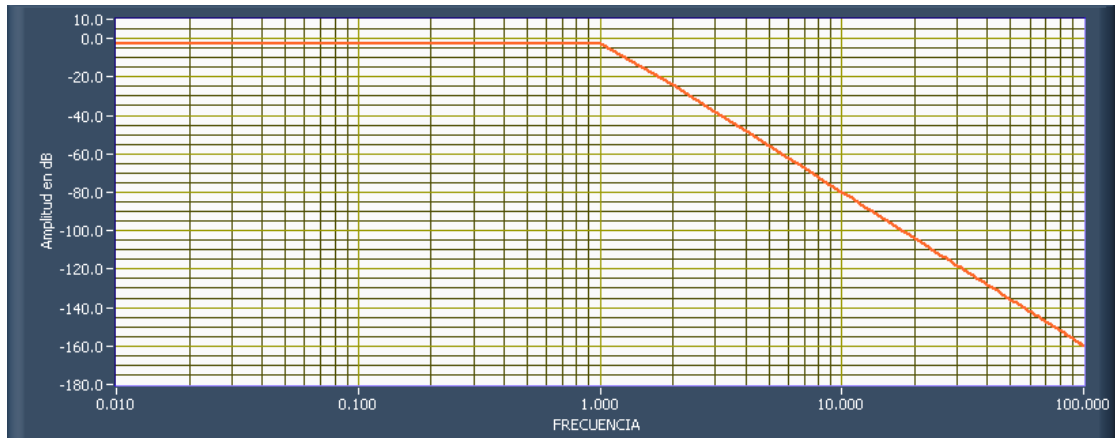
Es importante señalar que los valores escogidos para tanto resistencias como condensadores fueron ajustados mediante el uso de un programa desarrollado en LabView por los autores de este proyecto. Dicho programa se encuentra con mayor detalle en el anexo C. Este programa además ofrece la posibilidad de observar la respuesta en frecuencia del filtro diseñado. En la Figura 36 y Figura 37 se muestran estas respuestas para cada uno de los filtros.

Figura 36. Respuesta en frecuencia del filtro pasa-bajas para la señal electrocardiográfica



Fuente: Autores del proyecto.

Figura 37. Respuesta en frecuencia del filtro pasa-bajas para las señales de temperatura y respuesta dermogalvánica



Fuente: Autores del proyecto.

2.3.3.1.2. Definición del orden de los filtros de paso alto.

El filtro de paso alto se implementó para la señal electrocardiográfica. En este caso es el nivel de DC el que se requiere atenuar de forma considerable. Dicho nivel se debe principalmente a la utilización de electrodos superficiales y a las características propias de cada uno de los integrados que se encuentran involucrados en el proceso de acondicionamiento de esta señal.

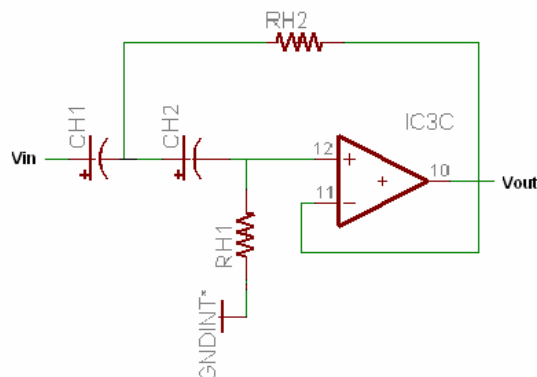
El principal objetivo del filtrado de DC en el registro electrocardiográfico es evitar la saturación de los amplificadores involucrados en el acondicionamiento de la señal ya que en dicho proceso se manejan amplificaciones con ganancias elevadas.

En el caso de ECG, como se verá en la sección 2.3.4, se implementó una etapa de amplificación con una ganancia de 50V/V, lo cual implica que un voltaje de más de 0.1V a la entrada del amplificador llevaría a la saturación del mismo, motivo por el cual se decidió garantizar la existencia de no más de 5% de dicho valor de tensión a la entrada del amplificador.

Al considerar las máximas contribuciones de DC introducido por todo lo que precede al filtro (sensado, preamplificación y aislamiento) se encuentra un valor de 0.3512V. Para lograr una atenuación de este nivel a un valor de menos de 0.005V (5% de 0.1V) se hizo necesaria la utilización de un filtro pasa altas de orden dos. Dicho filtro atenúa el valor de la componente de DC en 40dB logrando en este caso la reducción de la componente de continua a un valor de máximo 0.0035V, el cual estará presente en la entrada del amplificador y será elevado por la ganancia a un valor de 0.175V lo que constituye en menos del 5% del valor de full-escala de la señal. Cabe señalar que no se realizó una atenuación más drástica de la componente de DC debido a que ésta no afecta el análisis de la señal electrocardiográfica.

Tomando como referencia el esquemático de la Figura 38 donde se muestra un filtro Sallen-Key de segundo orden de paso alto, se encontraron los valores de resistencias y capacitores relacionados en la Tabla 16. El valor del factor de calidad así como la frecuencia de corte obtenida se muestra en la Tabla 17.

Figura 38. Filtro Sallen-Key de paso bajo de segundo orden



Fuente: Autores del proyecto

Cabe señalar que los valores de las resistencias y capacitancias utilizadas en la implementación de estos filtros se obtuvieron del mismo programa

implementado para este fin²⁸ y que fue citado en el caso del filtro de paso bajo. Al igual que en diseño de los filtros de paso bajo, se encontró la gráfica de la respuesta en frecuencia del filtro pasa-altas con el objetivo de comprobar su correcto diseño. La

Figura 39 muestra esta respuesta.

Tabla 16. Valores de resistencias y capacitores para el filtro de paso alto.

| C1[μ F] | | C2[μ F] | | R1[K Ω] | | R2[K Ω] | |
|--------------|-----------|--------------|-----------|-----------------|-----------|-----------------|-----------|
| Deseado | Comercial | Deseado | Comercial | Deseado | Comercial | Deseado | Comercial |
| 10 | 10 | 10 | 10 | 344.5 | 344.3 | 2.94 | 2.94 |

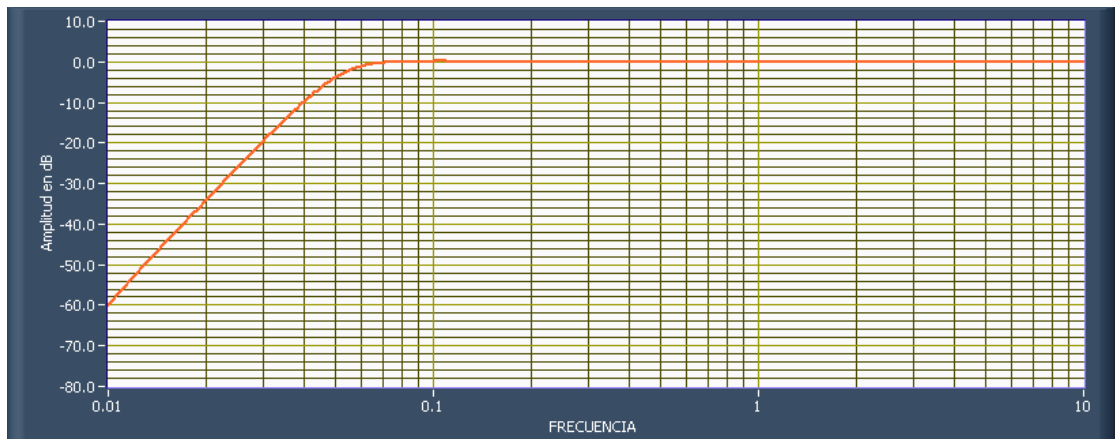
Fuente: Autores del proyecto.

Tabla 17. Factor de calidad y frecuencia de corte obtenidas.

| Qt deseada | Qt obtenida | F (Hz) Obtenida | F (Hz) total |
|------------|-------------|-----------------|--------------|
| 0.7071 | 0.6969 | 0.04855° | 0.05008 |

Fuente: Autores del proyecto.

Figura 39. Respuesta en frecuencia del filtro pasa-alto



Fuente: Autores del proyecto.

²⁸ Ver Anexo C.

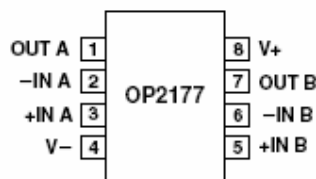
2.3.3.2. Selección de los amplificadores.

Los criterios para la selección de los integrados con los cuales se realizó la implementación de los filtros son parámetros como bajo nivel de offset, bajo nivel de ruido en la banda de 0.1Hz a 10Hz, buena respuesta a bajas frecuencias y ancho de banda limitado ya que las señales que están siendo procesadas por el sistema se presentan en bajas frecuencias.

Además de los anteriores parámetros se tomó en consideración que para la implementación de filtros de cuarto orden utilizando topología Sallen-Key se necesitan dos amplificadores operacionales, lo que resulta en la utilización de cuatro de estos dispositivos para los filtros en el caso del acondicionamiento de las señales electrocardiográfica y de respuesta galvánica de la piel. En el caso de las señales de temperatura se requieren solo dos amplificadores ya que su filtrado solo incluye un filtro pasa-bajas.

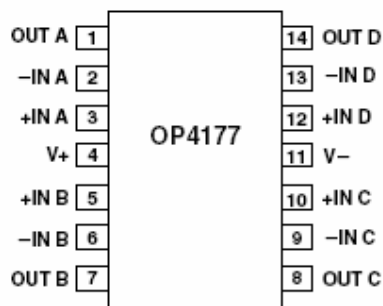
Teniendo en cuenta los anteriores criterios se escogieron los amplificadores OP2177 y OP4177 de Analog Devices Los diagramas de cada una de las pastillas se encuentran en la Figura 40 y Figura 41.

Figura 40. Amplificador operacional OP2177 (dual).



Fuente: Hoja de datos del dispositivo

Figura 41. Amplificador operacional OP4177 (quad).



Fuente: Hoja de datos del dispositivo

Estos dos amplificadores son idénticos en lo que sus características y comportamiento se refieren, la diferencia está en el número de amplificadores en cada integrado. El primero de ellos incluye dos amplificadores los cuales se utilizaron en el filtrado de la señal de temperatura, el segundo incluye cuatro de estos dispositivos utilizados en el filtrado de las señales de ECG y GSR.

Los amplificadores escogidos presentan un nivel máximo de *offset* igual a $75\mu\text{V}$, $0.4\mu\text{Vp-p}$ de voltaje de ruido en la banda de 0.1Hz a 10Hz y una corriente de *offset* de 1nA entre otras características²⁹ que los hace una buena opción para la implementación de filtros activos de bajas frecuencias.

2.3.3.3. Análisis de error

Al igual que en las anteriores etapas se realizó un cálculo del error introducido al sistema por la etapa de filtrado. Para ello se consideraron los aportes de *offset* y demás factores como ruido en la banda de 0.1Hz a 10Hz y linealidad de ganancia de la familia OPX177. Dichos parámetros se encuentran relacionados en Tabla 18 con su respectiva contribución parcial al error mostrada en ppm.

Tabla 18. Estimación del error del OPX177 sin ajustes

| Parámetro | Valor en unidades Convencionales | Valor en ppm | | |
|-----------|----------------------------------|--------------|-----|------|
| | | ECG | GSR | Temp |
| | | | | |

²⁹ Anexo A. Op. Cit

| | | | | |
|---------------------------------|-------------|--------------|--------------|--------------|
| Tensión de offset | 75 μ V | 18.92 | 26.88 | 18.72 |
| No linealidad | 0.01ppm | 0.01 | 0.01 | 0.01 |
| Error de ganancia | 0.01ppm | 0.01 | 0.01 | 0.01 |
| Ruido en la banda (0.1-10HZ) | 0.4 μ V | 0.1 | 0.14 | 0.1 |
| Error total sin ajustar | | 19.03 | 27.03 | 18.83 |

Fuente: Autores del proyecto.

Como es posible observar en la anterior tabla, el error total sin ajustar para el caso de los amplificadores operacionales utilizados en el proceso de filtrado no representa una gran limitante del sistema ya que en el peor de los casos se consiguió una resolución de poco más de 15 bits.

2.3.3.4. Consideraciones de ruido.

Tomando en cuenta que la etapa de filtrado tiene ganancia unitaria, que en este caso los elementos pasivos externos no introducen un ruido de considerar y que los amplificadores utilizados presentan ruidos internos despreciables, es posible afirmar que el ruido a la salida del amplificador de aislamiento es igual al ruido a la entrada de la etapa de amplificación,

2.3.4. Segunda etapa de amplificación

La segunda etapa de amplificación está concebida para ajustar los niveles de voltaje provenientes de las etapas anteriores al máximo rango de voltaje manejado por el convertor análogo-digital con el fin de obtener una mejor precisión en la conversión y aprovechar todo el rango dinámico ofrecido por el convertor. Para este propósito se realizó una búsqueda bibliográfica de distintos amplificadores operacionales teniendo en cuenta criterios como niveles de offset, ruido, producto ganancia-ancho de banda, precio y la capacidad de manejar la carga capacitiva impuesta por el convertor análogo-digital.

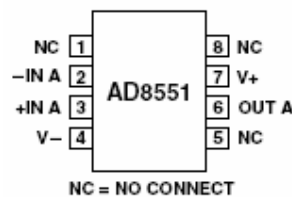
Para la implementación de la segunda etapa de amplificación en el caso de la señal cardíaca, hay que resaltar que ésta se presenta en voltajes tanto positivos (ondas P, R y T) como negativos (ondas S y Q). Partiendo de este hecho se hace necesaria la utilización de un voltaje de referencia superior a la tierra del circuito logrando que la señal electrocardiográfica sea positiva. Esto se debe a que el conversor análogo digital escogido está configurado para manejar voltajes únicamente positivos que van desde cero a cuatro voltios.

En el caso de la respuesta dermogalvánica se tiene una señal positiva en su totalidad por lo tanto es posible tomar como referencia la tierra del circuito sin correr el riesgo de la presencia de valores de voltaje negativos los cuales se encuentran por fuera del rango manejado por el conversor.

En lo que a la señal de temperatura se refiere no se hizo necesaria una segunda amplificación ya que dicha señal se ajustó en un rango entre 0 y 4 voltios en la preamplificación.

Tomando como referencia las anteriores consideraciones, se escogió como amplificador el AD8551 de la casa *Analog Devices* para la amplificación de la señal de registro dermogalvánico. Este dispositivo se muestra en la Figura 42.

Figura 42. Amplificador AD8551



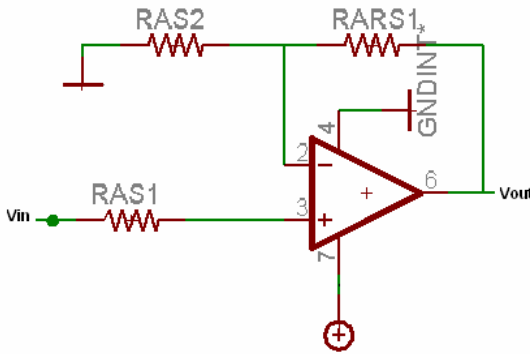
Fuente: Hoja de datos del fabricante.

Entre otros motivos de selección del AD8551 se encuentran las excelentes especificaciones de *offset* del integrado, presentando un voltaje de *offset* de apenas 5 μ V y una corriente de *offset* de 70pA, un voltaje de ruido en la banda de 0.1 a 10Hz de 1 μ V además de estar en la capacidad de manejar cargas

capacitivas³⁰ lo cual es fundamental teniendo en cuenta que la salida de esta etapa es la entrada del conversor análogo-digital, el cual impone una carga capacitiva de 40pF.

Tomando como referencia un valor máximo de 2.79V para la señal de registro dermogalvánico a la entrada de la etapa de amplificación, se tiene que la ganancia debe ser ajustada en 1.43V/V para obtener una salida máxima de 4V y lograr un aprovechamiento de todo el rango dinámico del conversor análogo-digital. Para lograr dicho valor de ganancia implementó un amplificador no inversor como se muestra en la Figura 43.

Figura 43. Amplificación de la señal de registro dermogalvánico.



Fuente: Autores del proyecto

El valor de ganancia derivado de la topología no inversora se define en la ecuación (4).

$$G = 1 + \frac{RARS1}{RAS2} \quad (4)$$

Partiendo de la ecuación (4) se encontraron los valores de las resistencias relacionadas en la Tabla 19.

³⁰ Anexo A. Op. Cit

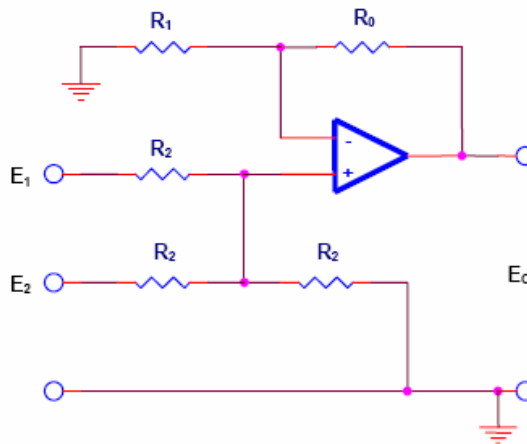
Tabla 19. Resistencias de la etapa de amplificación del registro dermogalvánico.

| Resistencia | Valor |
|-------------|----------------|
| RAS1 | 2K Ω |
| RAS2 | 6.57K Ω |
| RARS1 | 2.87K Ω |

Fuente: Autores del proyecto

La utilización de un amplificador operacional común para la amplificación de la señal electrocardiográfica conlleva a la implementación de un sumador mediante una red resistiva como se muestra en la Figura 44.

Figura 44. Implementación de un sumador de voltaje.



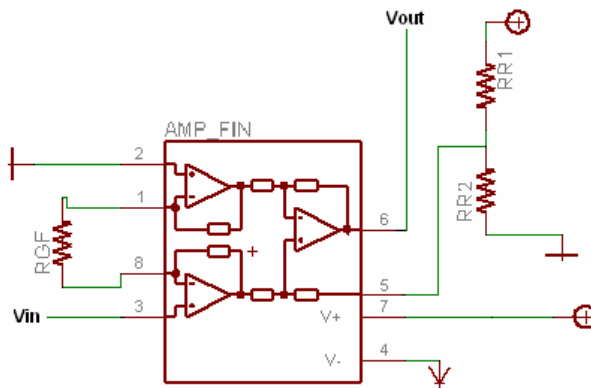
Fuente: Handbook of operational amplifier applications. Texas Instruments. Application report. October 2001.

Esta alternativa tiene la desventaja de estar propensa a distorsionar la señal electrocardiográfica debido a la reducida magnitud con la que ésta se presenta a la entrada del amplificador (máximo 50mV). Un segundo inconveniente es que el nivel de DC aplicado quien también es amplificado debe ser ajustado en 50mV para la obtención de 2.5V de referencia a la salida lo que implica una gran precisión en dicho ajuste ya que una pequeña variación en el nivel de DC

a la entrada del amplificador generaría una variación cincuenta veces mayor a la salida.

Tomando en cuenta lo anterior se decidió utilizar el amplificador de instrumentación AD620 utilizado en la preamplificación y mostrado en la Figura 20 debido a que éste posee en uno de sus pines una entrada de ajuste de referencia. La implementación de la amplificación de la señal electrocardiográfica se muestra en la Figura 45.

Figura 45. Amplificación de la señal electrocardiográfica.



Fuente: Autores del proyecto.

2.3.4.1. Análisis de error

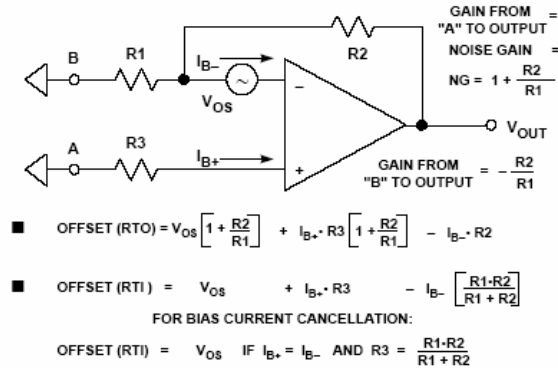
Como primer paso en el análisis del funcionamiento de esta etapa se realizó el análisis de error de los amplificadores, para ello se calculó su estimativo tomando como base las principales fuentes de error inherentes al mismo.

Para el cálculo del nivel total de *offset* introducido por el amplificador AD8551 se aplicó el modelo mostrado en la

Figura 46, el cual plantea que el *offset* total referido a la entrada va a ser igual a V_{os} si se cumple una relación entre las resistencias en las entradas inversora, no inversora y de realimentación. El valor encontrado para la resistencia de la terminal no inversora se encuentra en la Tabla 19 denotada como RAS1.

Se calculó el de error introducido por el amplificador AD8551 con base en los distintos parámetros que contribuyen al mismo. Dichos parámetros se encuentran relacionados en la Tabla 20.

Figura 46. Modelo de offset del amplificador operacional



Fuente: Practical Design Techniques for Sensor Signal Conditioning. Capítulo 3. Amplifiers for signal conditioning. Analog Devices. 1999

Tabla 20. Estimación del error sin ajustes del AD8551

| Parámetro | Valor en unidades Convencionales | Valor en ppm GSR |
|---|----------------------------------|------------------|
| Tensión de offset referida a la entrada | 5µV | 1.79 |
| Error de ganancia | 76µ% | 0.76ppm |
| No linealidad de ganancia | 68µ | 0ppm |
| Ruido en la banda 0.1Hz-10Hz | 1.6µV | 0.57ppm |
| Error total sin ajustes | | 3.12ppm |

Fuente: Autores del proyecto.

Al calcular la resolución del amplificador tomando como base el error total sin ajustes se encuentra un valor de más de 18 bits, lo que demuestra las grandes

virtudes de este integrado. Al realizar los ajustes se elimina únicamente el error de ganancia ya que no habiendo filtrado pasa-altas luego de esta etapa de amplificación, el ruido de *offset* continuará existiendo en la señal.

Como se logra observar en la Tabla 21 el cálculo de error luego de realizar los ajustes no difiere significativamente del error calculado sin ajustes, de ahí la gran importancia de la selección de un amplificador de excelentes características de *offset* y ruido para esta etapa.

Tabla 21. Estimación del error ajustado del AD8551

| Parámetro | Valor en unidades Convencionales | Valor en ppm GSR |
|---|---|-------------------------|
| Tensión de offset referida a la entrada | 5 μ V | 1.76ppm |
| No linealidad de ganancia | 68 μ | 0ppm |
| Ruido en la banda 0.1Hz-10Hz | 1.6 μ V | 0.57ppm |
| Error total con ajustes | | 2.33ppm |

Fuente: Autores del proyecto.

A continuación se calculó el error del amplificador de instrumentación tomando con base los parámetros utilizados para dicho cálculo en la etapa de preamplificación. Cabe señalar que la tensión de *offset* a la entrada varía de la etapa de preamplificación debido a que la resistencia de fuente y ganancias son diferentes para la etapa de amplificación. En la Tabla 22 se muestra el cálculo de error.

Tabla 22. Estimación del error sin ajustes del AD620 para la etapa de amplificación de la señal electrocardiográfica.

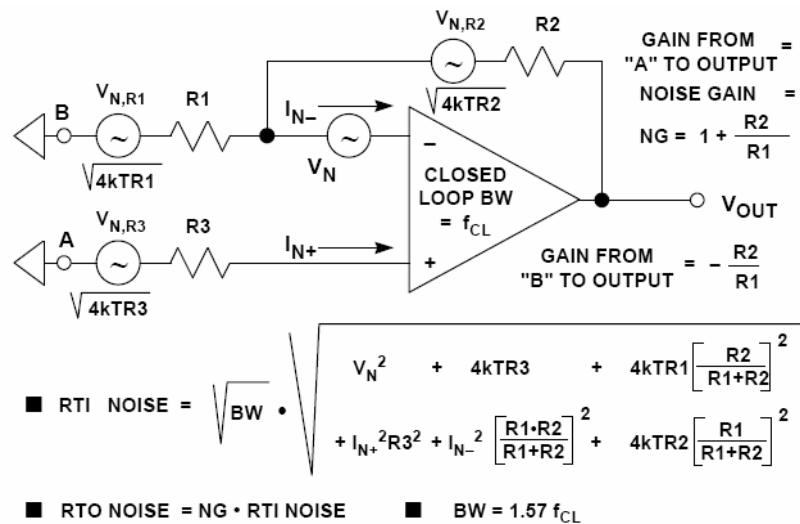
| Parámetro | Valor en unidades Convencionales | Valor en ppm |
|---|----------------------------------|----------------|
| | ECG | ECG |
| Tensión de offset referida a la entrada | 19µV | 380ppm |
| No linealidad | 40ppm | 40ppm |
| Error de ganancia | 0.2% | 2000ppm |
| Ruido en la banda (0.1-10HZ) | 0.5µV | 10ppm |
| Error total sin ajustar | | 2450ppm |

Fuente: Autores del proyecto.

2.3.4.2. Análisis de ruido

Para la realización de este análisis se tomó como referencia el modelo de ruido del amplificador operacional. Dicho modelo se encuentra representado en la Figura 47.

Figura 47. Modelo de ruido del amplificador operacional



Fuente: Practical Design Techniques for Sensor Signal Conditioning, Capítulo 3. Amplifiers for signal conditioning. Analog Devices. 1999

Tomando en cuenta cada uno de los parámetros considerados por el anterior modelo se llegó a los resultados mostrados en la Tabla 23 donde se encuentran los valores del ruido para el amplificador utilizado en esta etapa.

En el caso del amplificador de instrumentación, se aplicó el modelo de ruido de la Figura 26 considerando los mismos valores de ruido a la entrada y salida presentados en la hoja de datos del dispositivo (13nV y 100nV respectivamente) y tomando para este caso un ancho de banda de 141.3KHz dado para una ganancia de 50V/V se encontró un valor de ruido referido a la entrada de este dispositivo de 4.94μV, lo cual se traduce en 247μV de ruido referido a la salida.

Tabla 23. Ruido referido a la entrada del amplificador AD8551

| Parámetro | Magnitud |
|--|------------------------|
| V_N | 42nV |
| I_N | 2fA |
| K | 1.38×10^{-23} |
| T | 288°K |
| | GSR |
| BW | 1047.8K |
| R1[KΩ] | 6.62KΩ |
| R2[KΩ] | 2.87KΩ |
| R3[KΩ] | 2KΩ |
| Ruido total referido a la entrada | 45.18μV |
| Ruido total referido a la salida | 64.61μV |

Fuente: Autores del proyecto.

2.3.5. Consideraciones finales de ruido

En el análisis de cada una de las etapas que conforman el proceso de acondicionamiento de las señales fisiológicas contempladas por este trabajo se realizó el cálculo del ruido introducido al sistema. Para el cálculo del ruido total del sistema de deben considerar las contribuciones de ruido de cada una de las etapas y realizar la suma media cuadrática expresada en la ecuación (5)

$$R_T = \sqrt{R_1^2 + R_2^2 + \dots + R_n^2} \quad (5)$$

Donde R_T es el ruido total en el sistema y R_n son las contribuciones de ruido no correlacionadas de cada una de las etapas del sistema. Para el caso particular del sistema expuesto en este trabajo se considerarán las contribuciones al ruido de las etapas de preamplificación y amplificación en el acondicionamiento de cada una de las señales. Las etapas de filtrado y aislamiento presentan un ruido muy reducido que al ser sumado de forma cuadrática no contribuye significativamente al ruido total del sistema. Los niveles de ruido introducido por cada etapa se encuentran en la Tabla 24.

Tabla 24. Ruido del sistema por etapas.

| Señal | Etapas | Nivel de ruido |
|-------------|------------------|----------------|
| ECG | Preamplificación | 3 μ V |
| | Amplificación | 247 μ V |
| GSR | Preamplificación | 0V |
| | Amplificación | 64.61 μ V |
| Temperatura | Preamplificación | 0V |
| | Amplificación | - |

Fuente: Autores del proyecto.

Es de suma importancia aclarar que el encontrar un valor de ruido igual a cero para la señal de temperatura no implica que la señal esté totalmente libre del

mismo. Este valor de ruido se interpreta como que la contribución al ruido de los elementos que conforman el proceso de acondicionamiento de la señal es despreciable sin embargo el sistema sigue estando sujeto al ruido debido a otras fuentes como fuentes electromagnéticas o ruido térmico.

Al aplicar los valores expuestos en la Tabla 24 a la formula (5) se encuentra un valor de 247 μ V para la señal cardiaca y de 64.61 μ V para la señal de registro dermotalvánico. Estos niveles de ruido son los que serán entregados al módulo digital. Con dichos niveles es posible calcular el rango dinámico de la tarjeta de adquisición de datos y con éste realizar el cálculo de la resolución en bits de la misma mediante las ecuaciones (6) y (7)

$$DR = 20 \log_{10} \frac{\text{máximo nivel rms de entrada}}{\text{nivel de ruido rms}} \quad [dB] \quad (6)$$

$$n = \frac{DR - 1,76}{6,02} \quad [bits] \quad (7)$$

En el caso de la señal de registro dermotalvánico, es posible afirmar que el máximo valor rms teórico de la señal es de 4V. Dicha afirmación está basada en que esta señal puede tener un comportamiento constante y máximo dentro del rango de medida durante un intervalo de tiempo. Tomando lo anterior en consideración es posible afirmar que para la señal de registro dermotalvánico se tiene un rango dinámico para la tarjeta analoga representado en la ecuación (8).

$$DR = 20 \log_{10} \frac{4}{64.61 \mu V} \quad [dB] \quad (8)$$

La ecuación (8) resulta en un rango dinámico de 95[dB] lo cual se traduce al aplicar la ecuación (7) en una resolución de algo más de 15 bits para esta señal. Este resultado muestra que la limitante en la resolución de la señal dermotalvánica la constituye la contribución al error del amplificador de

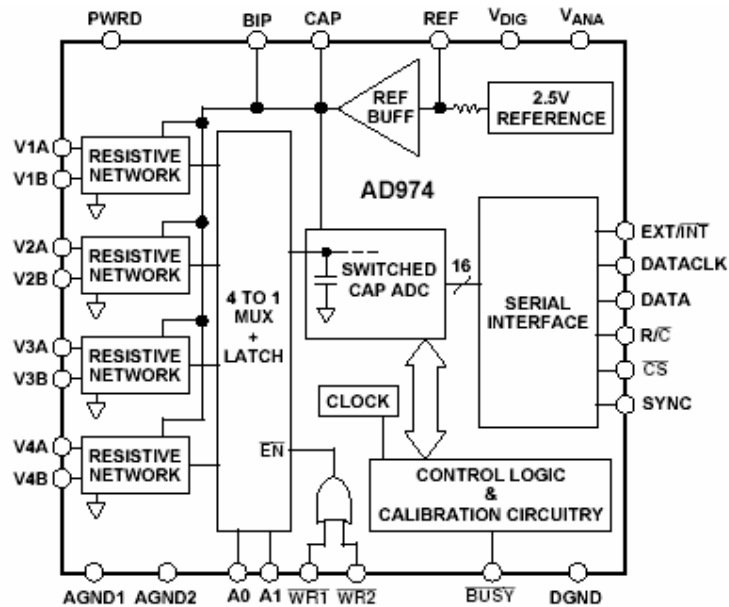
aislamiento utilizado ya que mediante el análisis de dicha contribución se encontró una resolución de solo 12 bits en esa etapa.

En lo referente a la señal electrocardiográfica es importante señalar que el cálculo analítico de su valor RMS tiene un alto nivel de complejidad, motivo por el cual se decidió realizar la adquisición de la señal en LabView y utilizar este último para calcular dicho valor.

2.3.6. Etapa de conversión análoga-digital

Después de realizar todos los procesos de amplificación y filtrado descritos en las secciones 2.3.1 a 2.3.4, se procedió a digitalizar cada una de las señales. Para este fin se utilizó un conversor análogo digital de referencia AD974³¹ de la empresa Analog Devices que cuenta con resolución de dieciséis bits, cuatro canales análogos multiplexados y salida serial. El diagrama general del conversor se muestra en la Figura 48.

Figura 48. Conversor análogo-digital AD974



Fuente: Hoja de datos del fabricante.

³¹ Anexo A. Op. Cit.

Este conversor permite ser configurado para trabajar en tres rangos de voltaje de entrada: entre -10 y 10 voltios, entre 0 y 4 voltios ó entre 0 y 5 voltios. Para el caso específico de este trabajo se configuró el conversor para manejar voltajes de entrada entre 0 y 4 voltios debido a que configurar el conversor para voltajes de entrada mayores a 4 voltios implica una pérdida del rango dinámico del mismo si se tiene en cuenta que los dispositivos involucrados en el acondicionamiento de las señales de temperatura y respuesta dermogalvánica tienen un rango de voltaje de salida máximo de 4 voltios al ser alimentados con una fuente de 5 voltios.

Las conexiones para configurar el dispositivo en cada uno de los rangos de voltaje de entrada se muestra en la Tabla 25.

Tabla 25. Configuración de entrada análoga del conversor

| Rango de voltaje de entrada | Conectar VxA a | Conectar VxB a | Impedancia de entrada |
|-----------------------------|----------------|----------------|-----------------------|
| $\pm 10V$ | BIP | V_{IN} | 13.7k Ω |
| 0V a +5V | V_{IN} | GND | 6.0k Ω |
| 0V a +4V | V_{IN} | V_{IN} | 6.4k Ω |

Fuente: Autores del proyecto.

2.3.6.1. Funcionamiento del conversor análogo-digital

La selección de uno de los cuatro canales análogos se realiza a través de las líneas de selección implementadas en los pines A0 y A1 del integrado siguiendo la lógica mostrada en la Tabla 26

Tabla 26. Lógica de selección de los canales del conversor análogo-digital

| A₁ | A₂ | Canal seleccionado para conversión |
|----------------------|----------------------|---|
| 0 | 0 | AIN 1 |
| 0 | 1 | AIN 2 |
| 1 | 0 | AIN 3 |
| 1 | 1 | AIN 4 |

Fuente: Autores del proyecto.

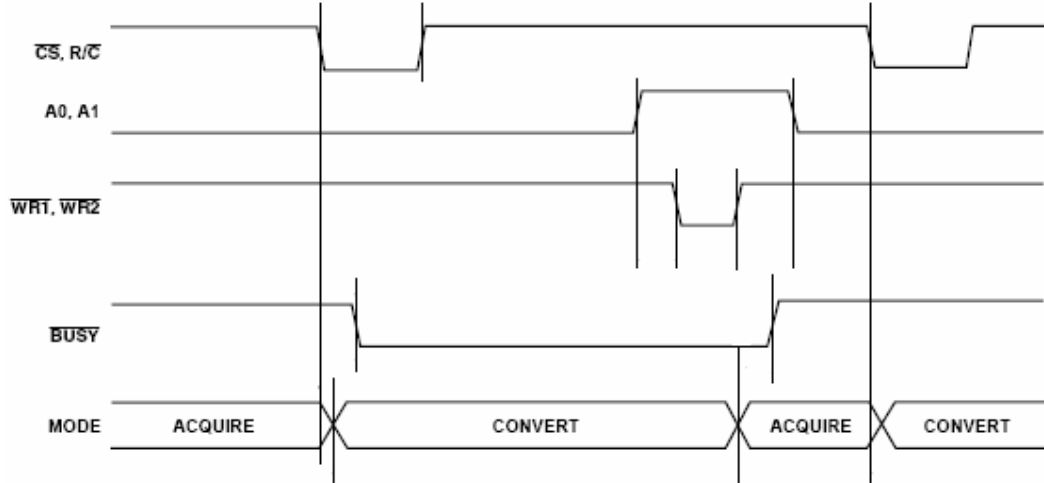
El proceso de conversión del AD974 se controla mediante la definición de los niveles lógicos de los pines R/C y CS (10 y 20 respectivamente) del conversor. Al colocar CS en bajo un flanco de caída de R/C inicia la conversión del canal seleccionado. Durante la conversión el pin BUSY (21) se mantendrá en bajo retornando a un estado alto luego de la finalización de este proceso. El resultado de la conversión es leído del pin DATA (17) al poner el pin R/C en alto y su salida se realiza de forma serial mediante la utilización de un tren de 16 pulsos. El conversor puede ser configurado para proveer dicho tren o puede recibir un tren externo por el pin DATACLK (16) dependiendo del estado del pin EXT/INT (13). Un estado bajo de dicho pin configura la utilización del reloj interno.

La manipulación de los anteriores pines del conversor da la posibilidad de configurar el dispositivo en distintos modos de funcionamiento³², sin embargo para el caso específico de este trabajo se decidió trabajar con el reloj interno proveído por el conversor.

En la Figura 49 y la Figura 50 se presentan los diagramas de tiempos para los procesos de conversión y lectura de los datos.

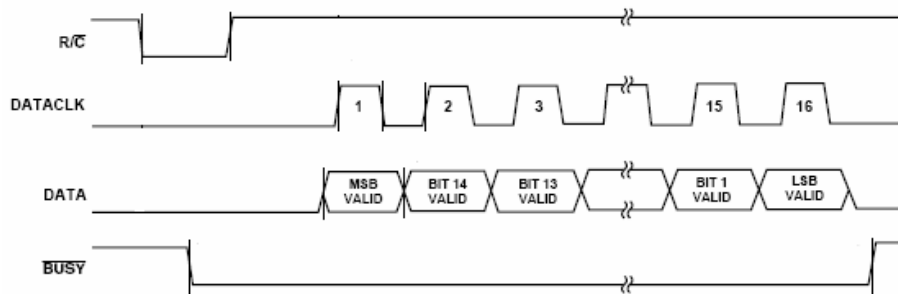
³² Anexo A. Op. Cit.

Figura 49. Diagrama de tiempos del proceso de conversión del AD974



Fuente: Hoja de datos del fabricante

Figura 50 Diagrama de tiempos del proceso de lectura de datos del convertor AD974



Fuente: Hoja de datos del fabricante

El reloj proveído por el convertor análogo-digital se encuentra a una frecuencia que por defecto es de 200kHz. Los datos resultantes de la conversión son conmutados a la salida del convertor de forma sincronizada con dicho reloj siendo el bit más significativo el primero en salir.

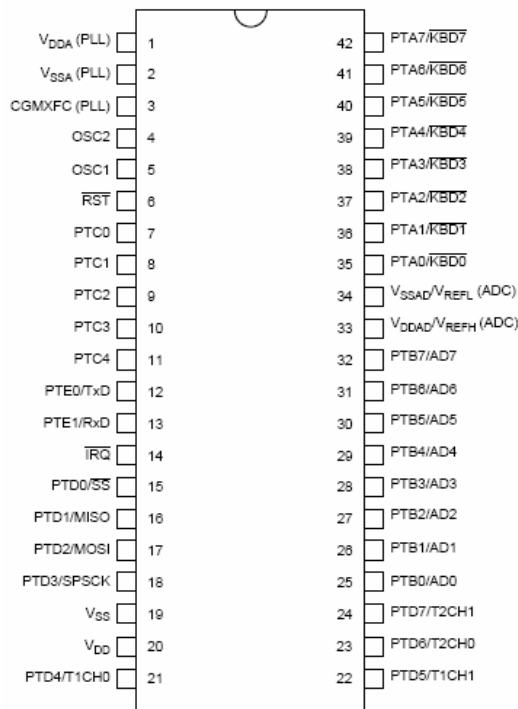
2.3.7. Etapa de control de la conversión análogo-digital y transmisión de datos

En esta etapa se realizan tres procesos fundamentales: La gestión de los estados lógicos de los pines del convertor análogo-digital que controlan el

proceso de conversión y lectura, la recepción de los datos resultantes de la conversión y la transmisión de dichos datos al computador a través de un puerto USB.

El elemento fundamental de esta etapa es el microcontrolador Motorola 68HC908GP32, el cual tiene arquitectura de ocho bits, módulo SCI (*Serial communications interface*) y módulo SPI (*Serial peripheral interface*)³³ entre otras características. El diagrama general del microcontrolador se muestra en la Figura 51.

Figura 51. Diagrama de pines del microcontrolador Motorola 68HC908GP32



Fuente: Hoja de datos del fabricante

Mediante el uso del módulo SCI se realiza la transmisión de los datos al computador. El módulo SPI fue utilizado como receptor de los datos resultantes de la conversión. En las secciones 2.3.7.1 y 2.3.7.2 se presenta una explicación breve del funcionamiento de cada uno de dichos módulos.

³³ Anexo A. Op. Cit.

2.3.7.1. Principio de funcionamiento del módulo SCI

El módulo SCI (Serial Communication Interface) permite la recepción y transmisión de datos de forma asíncrona y serial a través de los pines TxD y RxD (12 y 13 respectivamente) del microcontrolador en caracteres de 8 o 9 bits. Presenta tres registros de control (SCC1, SCC2, SCC3), dos de estado (SCS1, SCS2), uno para el ajuste de la velocidad de transmisión (SCBR) y un registro de datos, donde se almacenan los datos recibidos o a transmitir (SCDR).

El esquema básico de recepción y transmisión de datos se resume en la definición de la velocidad de transmisión mediante un preescalador (bits SCP1, SCP2 en el registro SCBR) y un divisor de frecuencia (bits SCR0, SCR1, SCR2 en el registro SCBR), en seguida se realiza la activación del receptor mediante el bit RE del registro de control (SCC2). Los datos recibidos por el pin RxD se almacenan inicialmente en un registro de desplazamiento a la entrada del receptor, para luego ser pasados al registro de datos SCDR. Teniendo los datos en el registro de datos se activa el transmisor a través del bit TE del registro de control SCC2. Los datos existentes en el registro de datos SCDR serán entonces almacenados en un registro de desplazamiento de salida de donde finalmente serán transmitidos a través del pin TxD del microcontrolador.

2.3.7.2. Principio de funcionamiento del módulo SPI

El SPI (*Serial Peripheral Interface*) es un módulo de transmisión y recepción de datos de forma serial y síncrona a través del cual puede establecerse una comunicación con dispositivos periféricos donde se incluyen memorias seriales, conversores análogo-digitales, módulos LCD u otros microcontroladores. Este módulo puede ser configurado para funcionar como maestro o como esclavo del dispositivo que se encuentre conectado a él. En el modo maestro, el SPI genera un reloj en su pin SPCK (pin 18) el cual es aplicado al periférico para realizar el control de la transmisión de los datos involucrados en la transmisión.

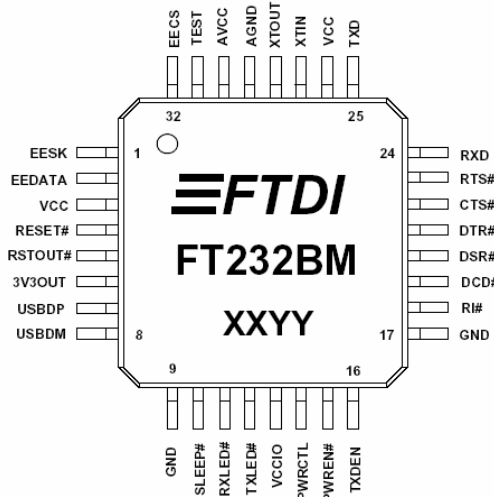
En el modo esclavo es el periférico quien se encarga de la generación de los pulsos de reloj necesarios para la transmisión de datos entre los dispositivos, el cual es aplicado al pin SPCK del microcontrolador.

En el caso específico de este trabajo se utilizó el módulo SPI en modo esclavo para realizar la recepción de los datos provenientes del conversor análogo-digital. Esto se traduce en que el proceso de transmisión de datos entre el conversor y el microcontrolador se encuentra sincronizado con el reloj de 200kHz generado por el conversor y aplicado en el pin SPCK. Los datos son recibidos a través del pin MOSI (pin 17) del microcontrolador, los cuales en un principio son almacenados en un registro de desplazamiento para luego ser transmitidos al registro de datos SPDR del SPI. La programación detallada de cada uno de los módulos se presenta en el anexo D.

2.3.7.3. Transmisión de datos

Los datos resultantes de la conversión análoga-digital recibidos por el microcontrolador son transmitidos por éste por medio del integrado FT232BM de la empresa FTDChip mostrado en la Figura 52.

Figura 52. Diagrama de pines del FT232BM



Fuente: Hoja de datos del fabricante

Este integrado permite realizar una comunicación asíncrona serial a través del puerto USB³⁴. El computador tomará dicho puerto como un puerto COM virtual, lo cual se traduce en la posibilidad de transmitir y recibir datos de forma serial a velocidades mayores a las obtenidas con la utilización de un puerto serial común.

Otra de las ventajas de la utilización de este integrado es permitir que el equipo esté habilitado para ser conectado en casi cualquier computador actual, lo cual no sucede si se implementa la transmisión a través del puerto serial común ya que los computadores de última generación tienden cada vez más a eliminar dicho puerto de su arquitectura.

La implementación de la transmisión de datos utilizando el FT232BM en lo referente a hardware se resume en la conexión adecuada de los pines de transmisión y recepción del mismo con los del microcontrolador, la utilización de un juego de resistencias y condensadores y un cristal de 6MHz. La Figura 53 presenta un diagrama de las conexiones necesarias para el funcionamiento del módulo de transmisión.

Es importante señalar que para la utilización de este integrado es necesario instalar los controladores del mismo, los cuales pueden ser descargados de forma gratuita de la página del fabricante. Estos controladores varían de acuerdo al sistema operativo que use el computador al cual le será conectado el equipo, sin embargo su instalación para cualquiera de estos sistemas se realiza de forma rápida y sencilla.

³⁴ Anexo A. Op. Cit.

Tabla 27. Consumo de corriente y rango de tensión de alimentación para los dispositivos de acondicionamiento de señal

| Etapa | Integrado | Cantidad | Rango de tensión [V] | | Consumo de corriente | Corriente total |
|--|-----------|----------|----------------------|--------|------------------------|-----------------|
| | | | Min | Max | C/U | |
| Sensado (Referencia de los puentes de Wheatstone) | REF02 | 2 | +7 | +40 | 1mA | 2mA |
| Preamplificación | AD620 | 2 | +2. | +12 | 1.3mA | 2.6mA |
| | AD623 | 2 | +2. | +12 | 480µA | 1.92mA |
| Manejador de pierna derecha | OP97 | 1 | +/-2 | +/-20 | 600µA | 600µA |
| Aislamiento | ISO122 | 4 | +/-4.5 | +/-15 | V _{s1} +/-7mA | 28mA |
| | | | | | V _{s2} +/-7mA | 28mA |
| Filtrado | OP4177 | 2 | +/-2.5 | +/-15 | 2.4mA | 4.8mA |
| Filtrado | OP2177 | 2 | +/-2.5 | +/-15 | 1.2mA | 2.4mA |
| Amplificación | AD8551 | 1 | +2.7 | +5 | 1µA | 1µA |
| Conversión A/D | AD974 | 1 | +4.75 | +5.25 | 18.5mA | 18.5mA |
| Control | HC908GP32 | 1 | | +6V | 150mA | 150mA |
| Transmisión | FT232BM | 1 | +4.35V | +5.25V | 25mA | 25mA |

Fuente: Autores del proyecto.

2.3.8.1. Alimentación de la etapa de sensado y preamplificación.

Para la definición del nivel de tensión de alimentación de las etapas de sensado y preamplificación se tomó como principal criterio el hecho de que estas dos etapas están en contacto directo con el sujeto quien se le esté realizando el registro fisiológico, esto implica que el nivel de tensión aplicado en estas etapas no debe ser elevado, para garantizar la seguridad de la persona conectada al equipo.

En lo referente a las señales electrocardiográfica y de registro dermotalvánico la etapa de preamplificación debe manejar señales que pueden ser bipolares debido al offset introducido por los electrodos y en el caso específico de la onda cardíaca a la naturaleza misma de la señal, motivo por el cual la alimentación de los amplificadores de instrumentación para estas señales debe ser de carácter dual. Por otro lado, el registro de la temperatura del conducto auditivo externo genera siempre un nivel de voltaje positivo, lo que posibilita la implementación de una fuente de alimentación unipolar para esta etapa.

Inicialmente se pensó en fijar un nivel de tensión de alimentación (dual o unipolar según el caso) de 3V, ya que el amplificador de instrumentación AD620 puede ser polarizado con un nivel de tensión de mínimo 2.3V, sin embargo el amplificador de aislamiento perteneciente a la siguiente etapa debe ser polarizado con mínimo 4.5V, lo que implicaría el ajuste de un nuevo nivel de tensión de alimentación. Por la anterior razón se decidió ajustar el nivel de tensión de alimentación a 5V para los amplificadores de instrumentación de la preamplificación de las señales de temperatura y a +/-5V para las señales cardíaca y de registro dermotalvánico. La regulación de dichos voltajes se hizo mediante la utilización del regulador ADP667 para el nivel de tensión positiva y ADM660 para el nivel negativo. La descripción de estos integrados se encuentran en la sección 2.3.8.6.

Es importante señalar que se realizó la polarización de los puentes de Wheatstone correspondientes a la etapa de sensado de las señales de temperatura y registro dermotalvánico utilizando referencias de voltaje de referencia REF02. Esto obedece a la necesidad de contar con un nivel de tensión de 5V lo más estable y exacto posible debido a que dicho nivel aparece como un parámetro constante de la ecuación de transducción de temperatura y registro dermotalvánico. Se hace uso de una referencia de tensión, porque aunque puede alimentar cargas menores que un regulador, presenta mejores características en exactitud y estabilidad del voltaje de salida.

2.3.8.2. Alimentación de la etapa de aislamiento

Las especificaciones del amplificador de aislamiento ISO122 utilizado para la implementación de esta etapa plantea que puede utilizarse un nivel de tensión de $\pm 5V$ para la alimentación de cada una de sus dos fuentes, sin embargo el dispositivo presenta un *Headroom* que puede llegar a 5V, lo que se traduce en que cualquier nivel de tensión a la entrada del amplificador lo llevaría a saturarse.

La solución inmediata a este problema sería un aumento en el voltaje de alimentación a mínimo $\pm 10V$ para permitir un nivel de señal a la entrada de $\pm 5V$ sin que ocurra saturación del amplificador, sin embargo esto implica aumentar el voltaje aplicado a la parte de la tarjeta análoga que está conectada al sujeto, lo cual por seguridad del mismo no es recomendable. Se optó entonces por implementar una topología de alimentación planteada en la hoja de datos del dispositivo³⁵ donde una alimentación dual de 5V en la sección de entrada y una alimentación dual de 15V en la sección de salida del amplificador de aislamiento habilita al dispositivo para manejar voltajes en su entrada de $\pm 10V$.

La fuente positiva de 5V se obtuvo del mismo regulador utilizado para la alimentación de la etapa de preamplificación. La fuente negativa de 5V se generó mediante la utilización del integrado ADM660.

La obtención de la fuente dual de 15V se obtuvo mediante un regulador conmutado de referencia PT6052 de la empresa Burr-Brown. Las características principales de este integrado se presentan en la sección 2.3.8.6.

³⁵ Anexo A. Op. Cit.

2.3.8.3. Alimentación de la etapa de filtrado

Los integrados OP4177 y OP2177 utilizados en esta etapa pueden ser polarizados en un rango de tensión entre $\pm 2.5V$ y $\pm 15V$. Buscando un menor consumo de potencia y considerando los niveles de tensión de las señales que debe manejar esta etapa se ajustó un nivel de tensión de alimentación de $\pm 5V$. Dicho nivel se obtuvo de los mismos reguladores utilizados en la etapa de preamplificación.

2.3.8.4. Alimentación de la etapa de amplificación

La etapa de amplificación fue implementada mediante el uso del amplificador de referencia AD8551, el cual puede ser polarizado con un nivel de tensión de hasta 5V en el caso de alimentación unipolar o 2.5V de alimentación dual.

Teniendo en cuenta que la salida de la etapa de amplificación debe ser siempre positiva debido al rango dinámico del conversor análogo-digital que sucede esta etapa, se ajustó un nivel unipolar de tensión de polarización para los amplificadores de 5V utilizando el mismo regulador citado en las anteriores etapas.

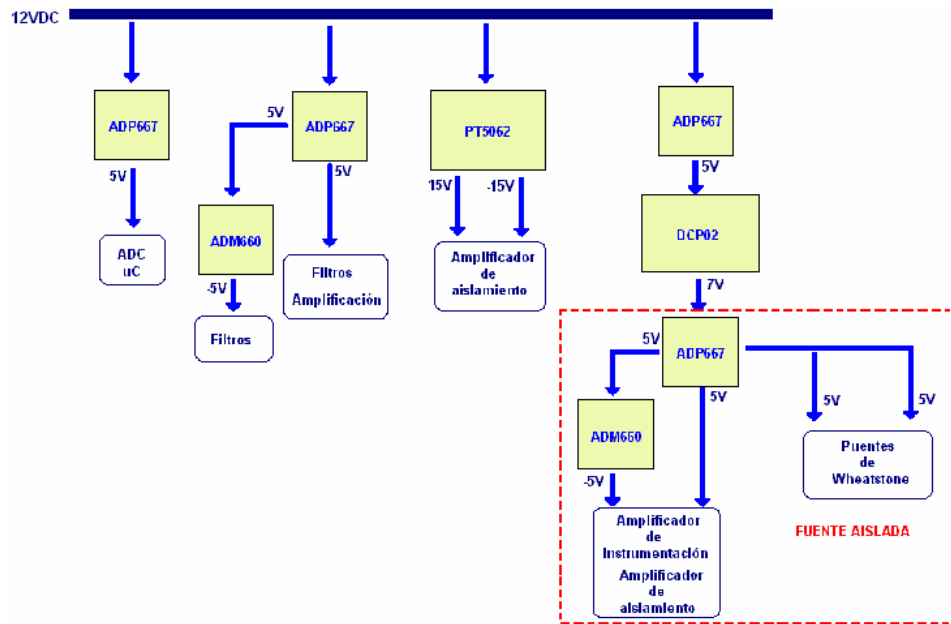
2.3.8.5. Diagrama de bloques del módulo de alimentación

En el diagrama de la Figura 54 se encuentra representado el módulo de alimentación con cada uno de los dispositivos que lo conforman y las etapas que estos alimentan.

Es importante señalar que el DCP02 es un conversor DC/DC que cumple con la función de aislamiento de la fuente de la red de alimentación. Dicho aislamiento se hace necesario para garantizar la seguridad del sujeto que esté sometido al registro fisiológico. El recuadro punteado agrupa los elementos pertenecientes a la fuente aislada del sistema la cual alimenta las etapas de sensado, preamplificación y entrada

del amplificador de aislamiento las cuales son las que están directamente conectadas al sujeto.

Figura 54 Diagrama de bloques del módulo de alimentación



Fuente: Autores del proyecto.

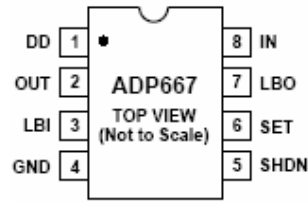
Se decidió utilizar un regulador exclusivo para el conversor análogo-digital y el microcontrolador debido a que estos son los dispositivos de mayor consumo de corriente.

2.3.8.6. Descripción de los dispositivos

Para el ajuste de los niveles de tensión de alimentación de cada una de las etapas se utilizaron distintos tipos de integrados.

El primero de ellos, un regulador lineal de voltaje de referencia ADP667 de la empresa Analog Devices, se usó para fijar los voltajes de 5V. La Figura 55 tal muestra el diagrama de dicho dispositivo.

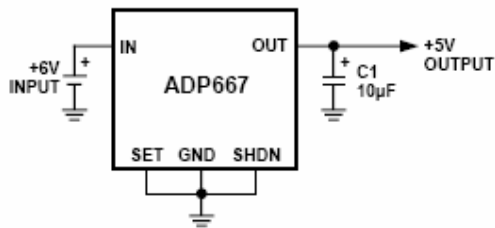
Figura 55 Regulador lineal ADP667



Fuente: Hoja de datos del fabricante

Este regulador admite voltajes de entrada entre los 3.5V y los 16.5V dando la posibilidad de ajustar su salida dentro de este mismo rango mediante el uso de un juego de resistencias entre los pines *set* y *out*³⁶, sin embargo para este trabajo se usó la configuración mostrada en la Figura 56, con la cual se obtiene un nivel de tensión a la salida del regulador de 5V. La corriente de salida de este dispositivo es de máximo 250mA.

Figura 56 Conexiones del ADP667 para la obtención de 5V a la salida

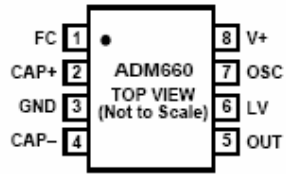


Fuente: Hoja de datos del fabricante

Se utilizó también un convertidor conmutado de voltaje de referencia ADM660 de la empresa Analog Devices para invertir el voltaje de salida del ADP667 y convertirlo en -5V. El diagrama de pines de dicho dispositivo se encuentra en la Figura 57.

³⁶ Anexo A. Op. Cit.

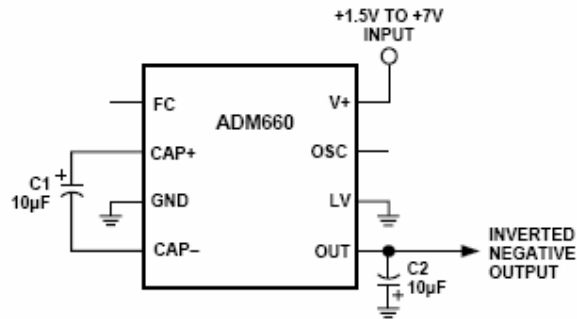
Figura 57 Diagrama de pines del ADM660



Fuente: Hoja de datos del fabricante

Este regulador admite un rango de voltaje de entrada entre 1.5V y 7V y puede manejar corrientes de salida de hasta 100mA. Su salida en magnitud es igual a la entrada, sin embargo invierte la polaridad. La Figura 58 muestra las conexiones recomendadas para un funcionamiento adecuado del dispositivo.

Figura 58 Conexiones del ADM660

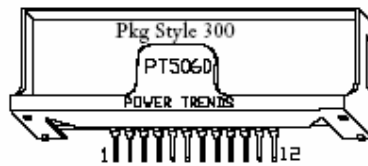


Fuente: Hoja de datos del fabricante

Para el ajuste de los niveles de tensión de +/-15V necesarios para el funcionamiento de la etapa de salida del amplificador de aislamiento se utilizó un regulador conmutado de salida dual de referencia PT5062. En la

Figura 59 se muestra el diagrama de pines del dispositivo.

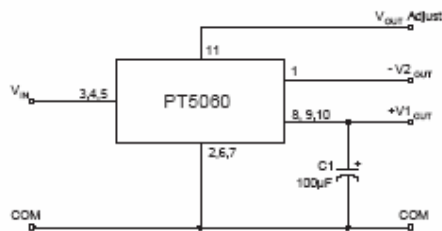
Figura 59 Diagrama de pines del regulador PT6052



Fuente: Hoja de datos del fabricante

Este regulador admite niveles de tensión de entrada entre 4.75V y $V_o - 1V$ donde V_o es el voltaje que se desea a la salida del regulador. Dicha salida tiene un valor nominal de $\pm 15V$, sin embargo puede ser ajustada mediante una resistencia externa permitiendo niveles de tensión de salida entre $\pm 7.5V$ y $\pm 20V$. Está en capacidad de suministrar hasta 500mA por su salida positiva y 250mA por la negativa. En el caso específico de este proyecto se trabajó con el valor nominal. Las conexiones necesarias para obtener dicho valor de salida del regulador se encuentran representadas en la Figura 60.

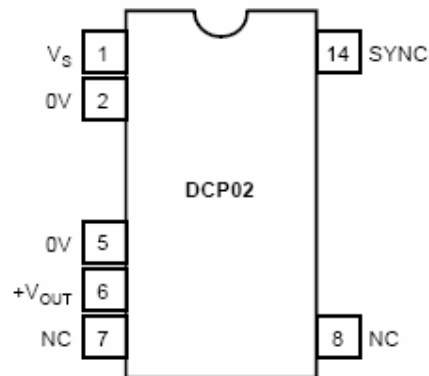
Figura 60. Diagrama de conexiones del regulador PT5062



Fuente: Hoja de datos del fabricante

Un aspecto de suma importancia en el diseño del módulo de alimentación es su aislamiento del sujeto al cual se le esté sometiendo a una sesión de registro. Dicho aislamiento fue realizado mediante la utilización de un convertor DC/DC de referencia DCP02 de la empresa Burr-Brown. El diagrama de pines de dicho convertor se muestra en la Figura 61.

Figura 61. Convertor DC/DC DCP02



Fuente: Hoja de datos del fabricante

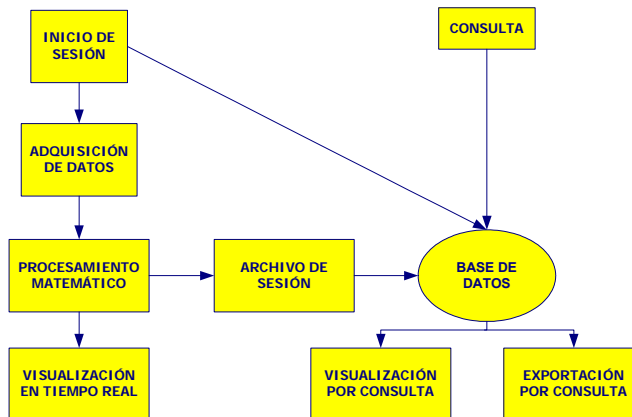
Dentro de las especificaciones de este convertor se encuentra el aislamiento de 1KV entre su entrada y su salida y la alta eficiencia que presenta (89%). Es importante señalar que éste no es un dispositivo regulado, lo cual implica que a su salida se obtiene un nivel de tensión más elevado que el aplicado a su entrada, razón por la cual se hizo necesaria una nueva regulación para la obtención de los 5V de alimentación de las etapas de preamplificación y sensado tal como lo muestra el diagrama de bloques de la Figura 54.

3. DISEÑO DEL SOFTWARE

El sistema de medición de variables fisiológicas en pruebas autonómicas cuenta con un software anexo desarrollado en la herramienta de trabajo LabVIEW® (*Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench*) de National Instruments, que le permite enlazar las diferentes señales adquiridas por hardware con un entorno amigable para los usuarios en el computador.

El software tiene como tareas principales la adquisición, procesamiento, visualización de las señales así como el almacenamiento ordenado de datos de sujetos y señales registradas. Estas funciones están desarrolladas por diferentes VI's ³⁷ relacionados entre si y que en conjunto conforman "ReconoBio"

Figura 62. Esquema general de funcionamiento del software.



Fuente: Autores del proyecto

Estas tareas, que a su vez incluyen otros subprocesos internos explicados en el desarrollo del capítulo, son controladas desde el panel frontal por el usuario.

³⁷ Un VI es un programa desarrollado en LabView®, que posee una interfaz gráfica y un diagrama de programación de tipo gráfico.

En la Figura 62 se puede observar de manera general el esquema que se trabaja dentro del software.

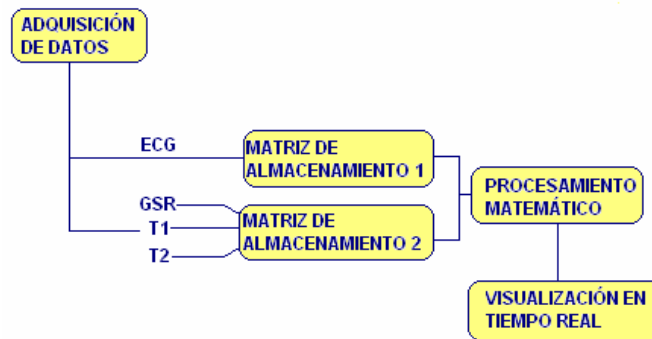
3.1. Adquisición de datos

Como se ha mencionado, el sistema adquiere cuatro señales biológicas que son: la onda electrocardiográfica (ECG), la señal de respuesta galvánica de la piel (GSR) y los registros de temperatura de los conductos auditivos externos derecho e izquierdo (T1 y T2). Las señales se transmiten desde el equipo al computador haciendo uso del protocolo USB 2.0³⁸. Debido al tipo de controladores con los que se trabaja la comunicación, *Labview* reconoce al dispositivo USB como si fuera un elemento conectado a un puerto serie del computador (COMX), es por esto que desde la herramienta de programación todo se trabaja como si fuese una comunicación serial trabajando a una velocidad más elevada.

Cuando ya se ha establecido comunicación entre el dispositivo hardware y el computador, cada vez que el sistema recibe un paquete de 16 bits identifica en los dos bits menos significativos la señal que está recibiendo y así determina en qué lugar debe ser almacenada. Ahora, como las señales capturadas tienen ancho de banda diferentes no todos los datos adquiridos se van a almacenar (ya que los períodos de muestreo efectivo serían diferentes); para esto se guarda la información en dos matrices diferentes, dependiendo del ancho de banda de cada señal, como se expresa en la Figura 63.

³⁸ En el capítulo de Hardware se encuentra información completa sobre los dispositivos utilizados para esta comunicación.

Figura 63. Esquema de Almacenamiento de los datos adquiridos



Fuente: Autores del proyecto

Después de realizar el correcto almacenamiento de los datos éstos pasan por un procesamiento matemático que permite dar origen a dos nuevas señales para visualizar: la frecuencia cardíaca y el delta o diferencia de temperatura. La primera de ellas se obtiene calculando la relación inversa del tiempo entre picos de ondas R de una señal electrocardiográfica, como se muestra en la Figura 64

Figura 64. Señal electrocardiográfica.



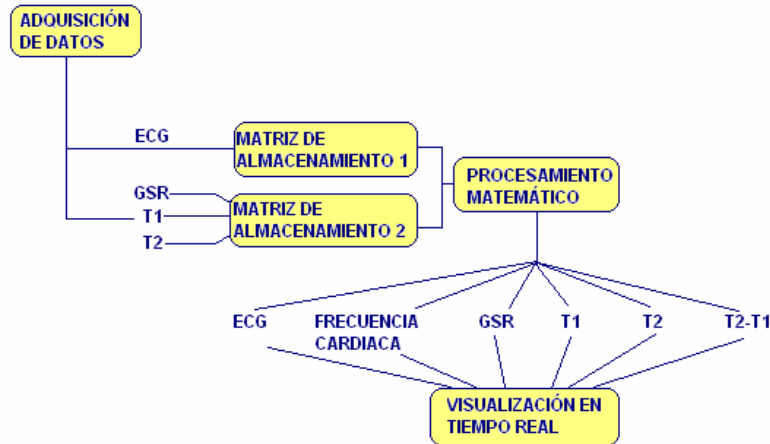
Fuente: Autores del Proyecto

La señal delta de temperatura se obtiene a partir de la resta de la señal de T2 (Temperatura en el conducto auditivo externo izquierdo) y T1 (Temperatura en el conducto auditivo externo derecho), con lo cual se pretenden establecer diferencias de temperatura entre los dos conductos.

Así finalmente se van a visualizar en tiempo real seis señales como es posible observar en la Figura 65 , la señal electrocardiográfica (ECG), la señal de frecuencia cardíaca (CF), la señal de respuesta galvánica de la piel (GSR), los

registros de temperatura de los conductos auditivos externos derecho e izquierdo (T1 y T2) y el delta de temperatura (ΔT).

Figura 65. Esquema de adquisición y visualización de las señales en tiempo real



Fuente: Autores del proyecto

3.2. Almacenamiento de datos

Dentro de las posibilidades que ofrece el software de apoyo del equipo, se hizo necesario brindar la opción de almacenar ordenadamente los registros de los sujetos que son objeto de medición, para de esta forma poder analizar posteriormente los datos registrados y tener un control sobre la información general de la persona de la cual se tomaron las señales, y además permitir realizar nuevos registros a un mismo paciente de tal manera que se pueda reconocer este nuevo registro como una segunda sesión del mismo sujeto. Como respuesta a esta necesidad se pensó en el diseño de una sencilla base de datos que permite realizar todas estas acciones.

Inicialmente se planteó la posibilidad de buscar apoyo en un software diferente a Labview especializado en el manejo de base de datos, pero en el caso especial de Microsoft ACCESS se contaba con la desventaja de tener que mantener dos programas en funcionamiento al mismo tiempo y de incurrir en el costo de licencia de dos software distintos, además se encontró que la sencillez de la base de datos proporcionaba la posibilidad de manejar la información con

estructuras dentro de LabVIEW. Esto mismo permite garantizar que para el correcto funcionamiento del software sólo será necesario grabar en el computador donde se desee correr la aplicación el archivo ejecutable que la edición 7.1 de Labview permite crear.

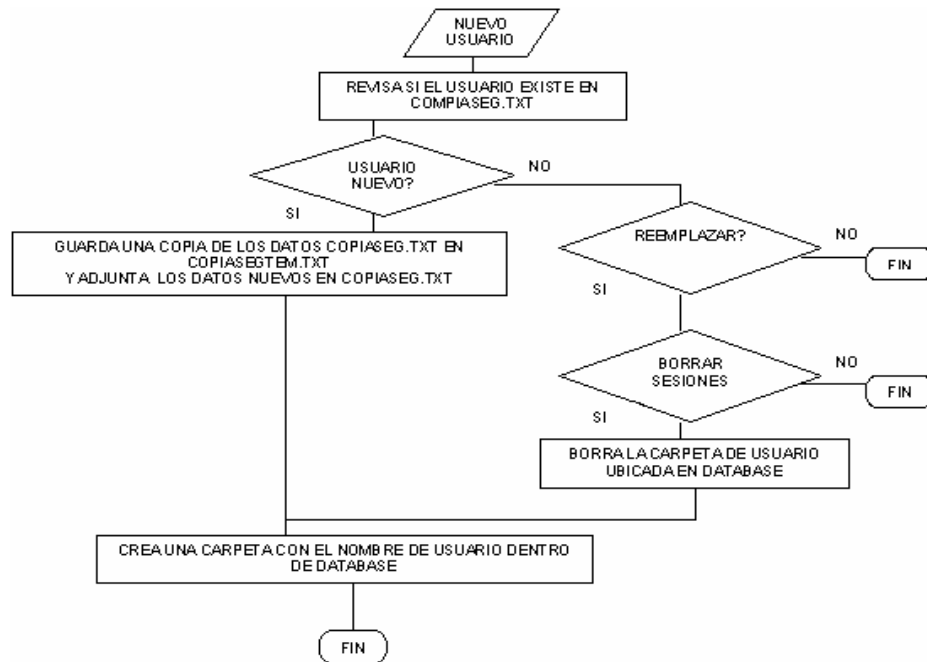
Para poder organizar los datos adecuadamente se creó una carpeta llamada “*Reconobio*” la cual tiene dentro dos carpetas llamadas “*Acontrol*” y “*Database*”. La carpeta “*Acontrol*” contiene archivos de control llamados Copiaseg.txt y Copiasegtem.txt, estos son dos archivos de texto que tienen la función de almacenar los datos personales del sujeto acompañado del tratamiento o grupo de trabajo al cual pertenece. Dentro de la carpeta Database cada vez que se introduce un nuevo sujeto automáticamente se crea una carpeta con su nombre donde posteriormente se almacenarán las señales adquiridas del paciente, las cuales se guardan en un archivo de tipo texto.

Hay dos grandes tareas que desarrolla la base de datos que constituyen la base de funcionamiento de la misma que son la creación de usuarios y la realización de consultas por esta razón se explican con detalle a continuación:

3.2.1. Manejo de datos en la creación de usuarios

Cuando el usuario introduce los datos de un nuevo sujeto, el sistema se encarga de revisar si el sujeto ya está inscrito en la base de datos con ayuda del subvi comparatexto.vi , esto lo hace realizando una lectura del archivo copiaseg.txt, si es nuevo, introduce su información en este mismo archivo y crea una carpeta con su nombre donde posteriormente se almacenarán los archivos de cada una de sus sesiones de registro, en el caso de que ya exista se pregunta si se desea entonces modificar los datos de este sujeto o cancelar la acción e intentarlo de nuevo, este procedimiento esta a cargo del subvi comparacarpeta.vi. En la Figura 66 se puede observar el diagrama de flujo general de este procedimiento.

Figura 66. Diagrama de Flujo del procedimiento de la creación de un nuevo usuario



Fuente: Autores del proyecto

3.2.2. Manejo de datos en la realización de una consulta.

Para la realización de una consulta el sistema sigue los siguientes pasos:

- Realiza una lectura del archivo copiaseg.txt³⁹
- Muestra al usuario la lista de sujetos almacenados en la base de datos, para esto rescata la columna de nombres de sujeto del archivo antes leído.
- Seguidamente, permite seleccionar un sujeto sobre el cual se quiere consultar.
- Posteriormente visualiza los datos personales completos y los nombres de las sesiones grabadas del sujeto seleccionado. Para poder mostrar esta información el sistema busca el registro de este sujeto en el archivo

³⁹ El archivo copiaseg.txt como se menciona líneas arriba tiene la función de almacenar los registros de los usuarios hacen parte de la base de datos.

- Iniciar Sesión
- Consultar
- Nuevo Usuario
- Ayuda
- Salir

3.3.1. Iniciar Sesión

La interfaz a la cual tiene acceso el usuario al pulsar la opción de Iniciar Sesión es la mostrada en la Figura 68.

Figura 68. Interfaz de la opción INICIAR SESIÓN

ReconoBio

INICIAR SESION

CONSULTA

NUEVO

AYUDA

SALIR

Nombre Completo
Argemiro Gómez

Edad 34 Género masculino Tto/Grupo Ansiedad

Andres Lopez
Andres Sotomayor
Argemiro Gómez
Fernado Gutierrez

Seleccionar

Terminar

Nuevo Usuario

Fuente: Autores del proyecto

En esta interfaz el usuario debe seleccionar de la lista el sujeto del cual desea correr una sesión o en el caso de que este no exista en la base de datos crearlo seleccionando el botón de *Nuevo usuario* ya sea desde la misma interfaz o desde el panel frontal. Cuando el usuario selecciona el sujeto al cuadro de la parte superior de la interfaz se le cargan los datos del mismo y finalmente él debe dar clic en *Iniciar* para continuar con el proceso de inicio de sesión.

Seguido a esto se abre la interfaz de visualización en tiempo real, donde se escogen las señales que se desean ver y se le avisa al dispositivo hardware que inicie la tarea de adquisición. Debido a que el proceso de visualización requiere de una explicación más detallada se dedicará un espacio especial en este capítulo para ampliar la información.

3.3.2. Consulta

Cuando un usuario desea consultar la información asociada a un sujeto oprimiendo el botón *consultar* en el panel central, el sistema realiza una lectura del archivo de datos personales y visualiza los nombres de los sujetos existentes en la base de datos, así mismo al pulsar doble clic sobre el nombre del usuario escogido o pulsando el botón *seleccionar* dentro del panel de “consultar” es posible observar las diferentes sesiones guardadas del paciente al igual que sus datos personales completos, este procedimiento lo hace el sistema ubicando la carpeta de archivos del sujeto y extrayendo de allí el nombre de los archivos almacenados, la fecha de guardado, la hora y el espacio en memoria del archivo. En la Figura 69 se puede ver un ejemplo de este procedimiento.

Finalmente al dar doble clic sobre la sesión que se quiere observar el sistema pregunta si se quieren observar las gráficas o si se desea exportar la información a un archivo “.dat” para procesarlo en otro software.

Figura 69. Interfaz de la opción CONSULTA

The screenshot shows the 'ReconoBio' application interface. On the left is a vertical sidebar with five buttons: 'INICIAR SESION', 'CONSULTA', 'NUEVO', 'AYUDA', and 'SALIR'. The main window is titled 'ReconoBio' and contains several sections:

- A list box showing names: Andres Lopez, Andres Sotomayor, Argemiro Gómez, and Fernando Gutierrez. To its right are 'Seleccionar' and 'Terminar' buttons.
- A section titled 'Nombre Completo' with a text input field containing 'Andres Lopez'.
- Fields for 'Edad' (24), 'Género' (masculino), and 'Tto/Grupo' (general).
- A table with columns for session name, size, and date. The first two rows are highlighted in blue.

| sesion1.txt | 1KB | 19/10/2004 09:07 p.m. | | |
|-------------|-----|-----------------------|--|--|
| sesion2.txt | 1KB | 19/10/2004 09:15 p.m. | | |
| | | | | |
| | | | | |
| | | | | |
| | | | | |
| | | | | |
| | | | | |
| | | | | |
| | | | | |

Fuente: Autores del proyecto

3.3.3. Nuevo usuario.

El usuario da origen a un sujeto desde la opción de *nuevo usuario* como se observa en la Figura 70, donde el óvalo rojo resalta el botón que despliega el formulario de datos que está ubicado en la parte derecha de la imagen. Allí después de haber llenado completamente los datos del sujeto debe dar clic en el botón *Guardar* y finalmente pulsar salir para salir de esta interfaz. Después de este procedimiento este nuevo usuario ya aparece en la base de datos y pueden generarse sesiones de registro a su nombre. Es importante destacar que desde la opción de iniciar sesión también es posible ingresar los datos del sujeto como ya antes se había mencionado.

Figura 70. Interfaz de la opción NUEVO USUARIO

The screenshot shows the 'ReconoBio' application interface. At the top, a dark green header contains the 'ReconoBio' logo in white. Below the header, the interface is split into two main sections. On the left, a vertical menu with a dark green background contains five yellow buttons with black text: 'INICIAR SESION', 'CONSULTA', 'NUEVO', 'AYUDA', and 'SALIR'. The 'NUEVO' button is highlighted. The main content area on the right has a light green background and is titled 'Inserte los datos del nuevo usuario'. It contains four input fields with labels in yellow: 'Nombre Completo' (containing 'Martina Jimenez'), 'Edad' (containing '23'), 'Género' (containing 'Femenino'), and 'Tto/Grupo' (containing 'Ansiedad'). To the right of these fields are three yellow buttons: 'GUARDAR', 'LIMPIAR', and 'SALIR'.

Fuente: Autores del proyecto

La información de cada uno de los pacientes que se ingresa a la base de datos es la siguiente:

- Nombre completo
- Edad
- Género
- Tratamiento o grupo al cual pertenece

3.4. Visualización

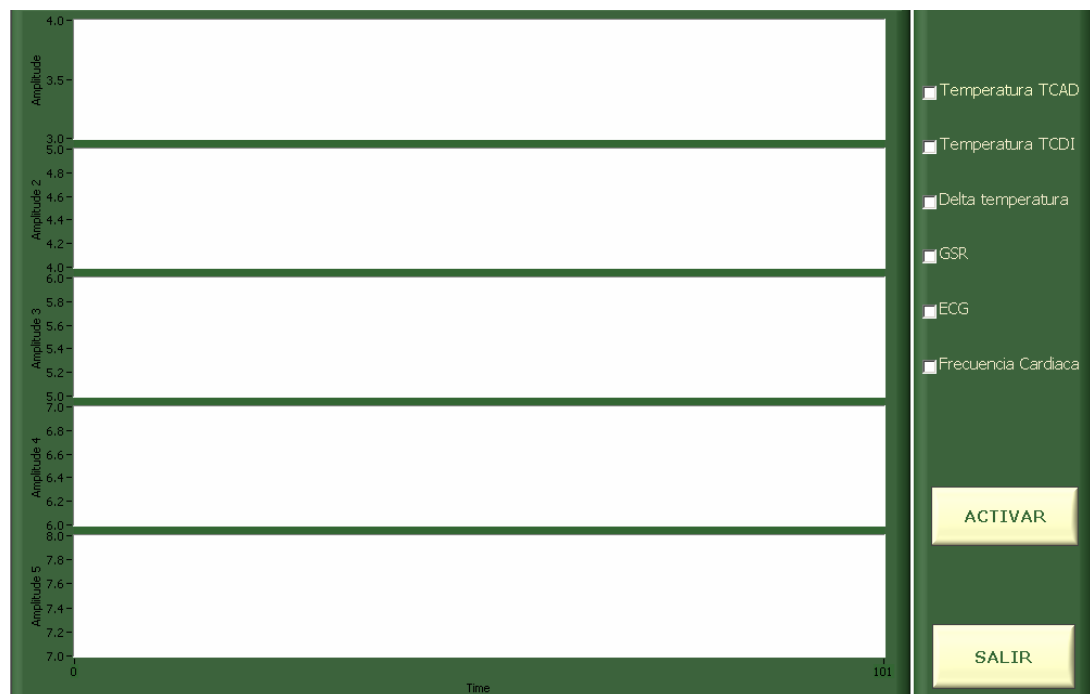
ReconoBio ofrece dos opciones de visualización de los datos adquiridos. La primera de ellas se da en el momento de la toma del registro fisiológico, es decir, visualización en tiempo real de las variables sensadas. Como segunda opción se tiene la visualización de datos previamente almacenados por el

usuario y que corresponden a sesiones de registro anteriores. Esta última opción permite al usuario observar con detenimiento un registro dado con el objetivo de posibilitar una mejor interpretación.

3.4.1. Visualización en tiempo real

La visualización en tiempo real se desarrolla en una interfaz como la que se observa en la Figura 71. En ella el usuario puede seleccionar las señales que quiere observar y finalmente, pulsando el botón *iniciar*, envía la señal (bit) de inicio para que el dispositivo hardware empiece a enviar los datos al computador.

Figura 71. Interfaz de visualización en tiempo real



Fuente: Autores del proyecto

Cuando un usuario selecciona un determinado número de señales que desea visualizar, el sistema debe identificarlas, para esto crea un vector unidimensional de unos y ceros donde los valores altos implican la escogencia de la señal, así posteriormente el sistema detecta cuantas señales va a

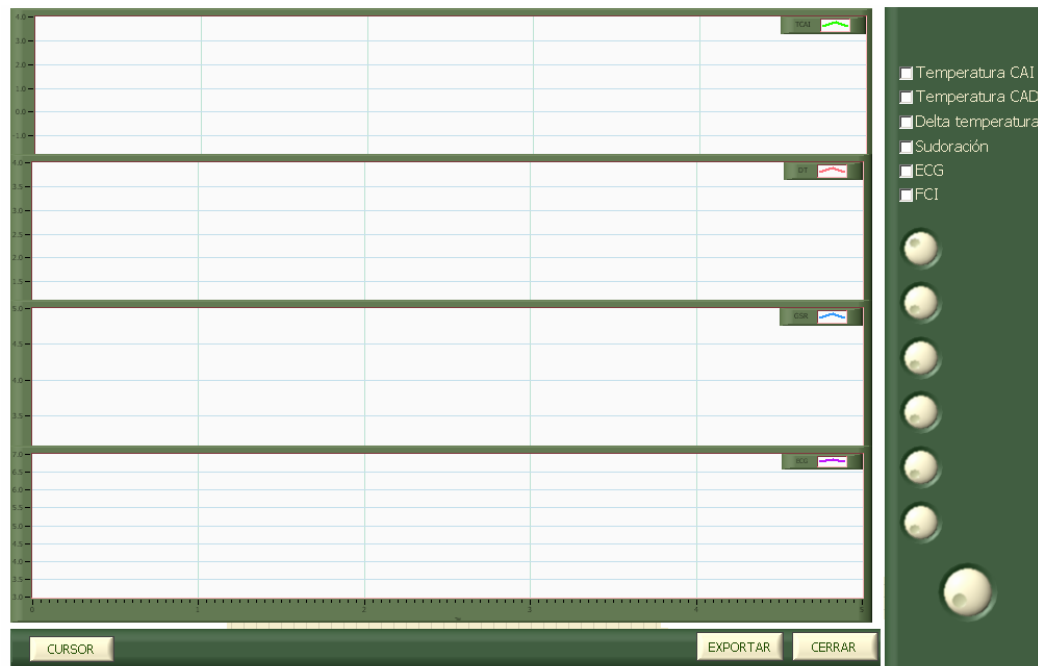
visualizar y cuales son los datos de las matrices que debe tomar para graficar. Posterior a esto el sistema se dedica a formar las dos nuevas matrices con los datos que anteriormente ha identificado y habilita la ventana para que permita la correcta visualización; es por esto que en la programación debe tenerse en cuenta las diferentes posibilidades de combinación de gráficas.

3.4.2. Visualización por consulta

En la visualización por consulta el procedimiento que sigue el sistema para graficar las diferentes señales es muy similar al trabajado en la de tiempo real, la variación existe en la forma como se encuentran los datos, esto es, a diferencia de la de tiempo real, por consulta la información ya está procesada matemáticamente y almacenada en un archivo texto que el sistema busca, lee y organiza en las matrices que es necesario crear para poder graficar adecuadamente.

La interfaz con la que usuario se encuentra para esta visualización es la observada en la Figura 72, ella cuenta con cursores que permiten al usuario desplazarse por la gráfica e identificar el valor asociado a cada uno de los puntos de la misma, los cursores son controlados por las perillas que están ubicadas en la parte derecha de la ventana. Al igual que en la visualización en tiempo real el usuario puede seleccionar qué gráficas quiere observar y dependiendo de esto el sistema se prepara para visualizar correctamente la información deseada.

Figura 72. Interfaz de visualización por consulta



Fuente: autores del proyecto

3.4.2.1. Procesamiento estadístico.

Teniendo en cuenta que cuando el usuario visualiza por consulta una de las señales su interés es revisar con detenimiento el comportamiento de la misma, se encuentra que contar con información estadística de las señales puede facilitar el estudio de las señales. Por esta razón ReconoBio ofrece la posibilidad de conocer la desviación estándar, la media aritmética y valores máximos y mínimos de la señal. Para esto ReconoBio hace uso del módulo estadístico de Labview 7.0 que brinda la opción de tener esta información de una señal.

3.5. Ayuda.

En esta interfaz el usuario cuenta con la posibilidad de conocer sobre información en general acerca de pruebas autonómicas, acerca del correcto manejo tanto del software como del hardware del equipo, sobre la adecuada

ubicación de los sensores para obtener un registro exitoso, entre otros aspectos. El usuario puede acceder a la ayuda desde el panel frontal, pulsando el botón que lleva este mismo nombre.

4. CONCLUSIONES

- Se concluyó a partir de los resultados presentados en el anexo E que se construyó un equipo capaz de realizar la medición de las variables fisiológicas contempladas en este trabajo cumpliendo con el objetivo general y primer objetivo específico del mismo.
- De acuerdo a lo planteado en el capítulo tres y a los resultados presentados en el anexo E se cumplió el segundo objetivo específico del trabajo al lograr implementar una interfaz para la visualización de las señales fisiológicas sensadas por el equipo desarrollado.
- Según los resultados obtenidos a partir de la estimación del error y análisis de ruido presentado en el capítulo dos para cada una de las etapas que conforman el acondicionamiento de las señales se concluyó que el equipo tiene una resolución suficiente para lograr detectar las variaciones de interés en la magnitud de las señales fisiológicas que fueron medidas.
- Mediante el análisis de ruido y estimación del error presentados en el capítulo dos se corroboró la importancia de conocer a fondo los parámetros eléctricos relacionados en las hojas de datos de cada uno de los dispositivos, ya que a partir de un correcto análisis de dichos parámetros se logran obtener criterios sólidos para la selección de los mismos de acuerdo a su aplicación.
- A partir del proceso de montaje del equipo se concluyó que es necesaria la utilización de dispositivos discretos de la mejor calidad posible ya que éstos son los principales elementos que degradan el funcionamiento del sistema.

- Es importante ser cuidadoso en el diseño del circuito impreso. Detalles como el ancho de los caminos, la ubicación adecuada de los elementos y las conexiones a tierra, entre otras características determinan el funcionamiento exitoso del circuito final.
- Debido a las limitaciones de presupuesto se vio la necesidad de ensamblar los cables de acople de los electrodos superficiales sin embargo, de acuerdo a los resultados presentados en la sección 2.2.2, su funcionamiento fue satisfactorio al ser comparado con el de los cables originales del equipo Biofeedback 2000 lo cual redujo considerablemente los costos del proyecto.
- Se implementó una base de datos básica que posibilita el almacenamiento de los datos personales de los sujetos a quienes se les realiza la medición de las variables fisiológicas y que relaciona a cada sujeto con sus archivos de almacenamiento de datos resultantes de dicha medición lo cual se constituye en una excelente opción para futuras mejoras del software de visualización desarrollado.
- Con base en los resultados presentados en el anexo E se comprobó la existencia de componentes de ruido en la señal que no fueron detectadas en el análisis del mismo, razón por la cual es de suma importancia realizar un nuevo filtrado en el software

5. OBSERVACIONES

- A pesar de tener un funcionamiento satisfactorio, se constató que el amplificador de aislamiento fue el dispositivo que realizó la mayor contribución al error del sistema.
- Se confirmó la falta de información en la literatura referente a la medición de la señal de registro dermogalvánico lo cual dificultó el proceso de diseño del acondicionamiento de dicha señal.
- Este trabajo resultó en la vinculación formal ante Colciencias de los autores del mismo al Grupo de Neurociencias y Comportamiento, lo cual constituye el inicio de la realización de nuevos trabajos interdisciplinarios entre la Escuela de Medicina y la Escuela de Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones.
- Se divulgó el trabajo realizado hasta su etapa de diseño mediante la participación en la *Modalidad Poster* en el Cuarto Seminario Internacional de Neurociencias y Comportamiento en Octubre de 2004, lo cual abrió el interés por dicho trabajo a representantes en el exterior del área del conocimiento contemplada en este evento.

6. RECOMENDACIONES

- El sistema podría modificarse para hacer que su funcionamiento pueda ser de tipo portátil, esto incluiría implementar la alimentación de voltaje por batería y la adecuación del sistema para almacenar la información en una memoria lo suficientemente grande que permita almacenar varios registros y no tener que descargar la información en el computador en tiempo real.
- Además de la posibilidad de habilitar el equipo para funcionar de modo portátil, la alimentación con baterías tendría como ventaja un incremento notable en la seguridad del paciente.
- Con el objetivo de mejorar la resolución del equipo se recomienda implementar la etapa de aislamiento un amplificador con mejores características eléctricas, principalmente de en lo referente al nivel de *offset* inherente en el dispositivo,
- Dentro de las posibles mejoras al software de visualización se propone la implementación de un algoritmo para el cálculo de un conjunto de funciones estadísticas mas completo que permita al usuario aprovechar al máximo los datos que ha registrado con el equipo de medición desarrollado.
- La base de datos podría complementarse, dando la posibilidad de realizar consultas variadas, de acuerdo a parámetros de interés como tratamiento o grupo de experimento al cual pertenecen los sujetos, edad de los sujetos, etc.
- Posteriormente se podría implementar dentro del software, por medio de las herramientas para manipulación de imágenes en *Labview*, un modulo que se encargue de aplicar una prueba auditivo-visual al sujeto como forma de estímulo en la realización de dicha prueba autonómica.

7. BIBLIOGRAFÍA

- (1) VILLAMIZAR ESPARZA, German Raúl y PEREZ PEREZ, José Gotardo. Generador de Arritmias Cardiacas Diseño y Construcción. Bucaramanga, 1999. Tesis (Ingeniero Electricista). Universidad Industrial de Santander. Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones.
- (2) ACEVEDO DIAZ, Alberto Antonio y RUIZ BERNAL, Ayllin Corina. Monitor Virtual de Señal Cardíaca (MVSC). Bucaramanga, 2000. Tesis (Ingeniero Electrónico). Universidad Industrial de Santander. Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones.
- (3) ANGARITA M, Wilson Vladimir; CARDENAS C, German Yesid Y RUEDA S, Jair Luis. Monitor Digital de Presión Arterial. Bucaramanga, 2001. Tesis (Ingeniero Electrónico). Universidad Industrial de Santander. Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones.
- (4) GONZALEZ BARAJAS, Javier y PINTO APARICIO, Miguel. Cardiotacómetro Digital: Diseño y Construcción. Bucaramanga, 2002. Tesis (Ingeniero Electrónico). Universidad Industrial de Santander. Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones.
- (5) ACEVEDO RUEDA, Juan José; GONZALEZ SUA, Gabriel Eduardo; MORALES SUAREZ, Luis Calixtro. Diseño y Construcción de un Prototipo de Potenciostato Galvanostato para el Laboratorio de Corrosión de la Escuela de Ingeniería Metalúrgica. Bucaramanga, 2003. Tesis (Ingeniero Electrónico). Universidad Industrial de Santander. Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones.

- (6) SEDRA, Adel S y SMITH, Kenneth C. Circuitos Microelectronicos. Editorial Oxford . 1999
- (7) FLOYD , Thomas L. Fundamentos de Sistemas Digitales. Editorial Prentice Hall. 2000.
- (8) WILCHES ZUNIGA, Mauricio. Bioingeniería, Tomo IV. Editorial Universidad de Antioquia. 1985.
- (9) JOHNS, David; MARTIN, Ken. Analog Integrated Circuit Design. 1997.
- (10) HALL, John E. y GUYTON, Arthur C. Tratado de Fisiología Médica. 9ª Edición. Editorial Mc Graw Hill Interamericana. 1997.
- (11) GANONG, William F. Fisiología Médica. 18ª Edición. Editorial El Manual Moderno. 2002.
- (12) GRABOWSKI, Sandra y TORTORA, Gerard. Anatomía y fisiología. 9ª Edición. Editorial Oxford. 2002.
- (13) ANALYSIS OF THE Sallen-Key ARCHITECTURE. Application Report. Texas Instruments Incorporated. July 1999
- (14) GUSTAVSSON, Mikael y WIKNER, J. Jacob. Cmos data converters for communications. Kluwer academic publishers. New York. 2002
- (15) A Differential Op-Amp Circuit Collection, Application Report. Texas Instruments Incorporated. 2003.
- (16) GONZÁLEZ, R; FERNÁNDEZ,A; GARRIDO,H y RODRÍGUEZ J. Diseño de un electrocardiógrafo portátil. Instituto Central de Investigación Digital. La Habana, Cuba.

- (17) LAMBOURN, Jessica. Portable ECG Logger. Department of Electrical and Computer Engineering, University of Queensland. October 2003.
- (18) BAKER, Bonnie C. noise sources in applications using capacitive coupled isolated amplifiers. Application bulletin. Burr Brown.
- (19) BAKER, Bonnie. Using Single Supply Operational Amplifiers in Embedded Systems. Microchip Technology Inc. 2000.
- (20) CARTER, Bruce. A Single1-Supply Op-Amp Circuit Collection. Application Report. Texas Instruments Incorporated. 2000.
- (21) Kitchin, Charles and Count, Lew CARTER, A designer's guide to Instrumentation amplifiers. Analog Devices.2000.
- (22) Kester, Wal; Bryant, James and JUNG, Walt. Section 3. Amplifiers for signal conditioning. Analog Devices.2000.
- (23) BELOL, Marcelo, DE VECCHI MACHADO, Lara and TOMAZ, Carlos. Tympanic temperature as a indicator of asymmetrical brain activity: a study using stress induced by de Stroop test and its correlations with cardiovascular parameters. UnB. Neurobiology Volume 66 N°1-4. 2003
- (24) CALA RODRIGUEZ, Jairo Augusto y PEÑA GALVIS, Omar Leonardo. DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN SISTEMA DE ADQUISICIÓN DE DATOS MICROSIÑMICOS. Bucaramanga, 2004. Tesis (Ingeniero Electrónico). Universidad Industrial de Santander. Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones.

- (25) BISHOP, Daniel, HANDLEY, Josh. Wearable Wireless Physiological Sensors Final Communication. Texas A&M University. 2003.

- (26) HARTMANN, Eckart. ECG Front-End Design is Simplified with MicroConverter. Analog Dialogue. 2003.

ANEXOS

ANEXO A. HOJAS DE DATOS

En el desarrollo de este anexo el lector se encuentra con un resumen de las hojas de datos de los integrados utilizados para el desarrollo del “Sistema de medición de variables fisiológicas en pruebas autonómicas”, si se desea ampliar la información acerca de alguno de los elementos, dentro del cd del proyecto en la carpeta *Integrados* se podrán encontrar los archivos de las hojas de datos completas de cada dispositivo.

A1. Amplificador de Instrumentación, AD620



Low Cost, Low Power Instrumentation Amplifier

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

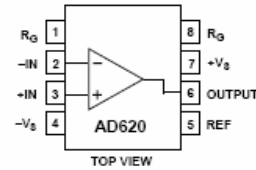
Weigh Scales
ECG and Medical Instrumentation
Transducer Interface
Data Acquisition Systems
Industrial Process Controls
Battery Powered and Portable Equipment

PRODUCT DESCRIPTION

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

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 amp per channel.

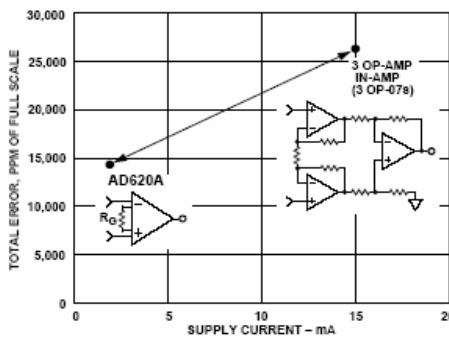


Figure 1. Three Op Amp IA Designs vs. AD620

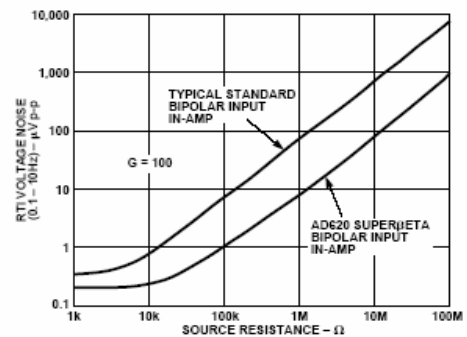


Figure 2. Total Voltage Noise vs. Source Resistance

REV. E

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781/329-4700 World Wide Web Site: <http://www.analog.com>
Fax: 781/326-8703 © Analog Devices, Inc., 1999

AD620—SPECIFICATIONS

(Typical @ +25°C, $V_S = \pm 15\text{ V}$, and $R_L = 2\text{ k}\Omega$, unless otherwise noted)

| Model | Conditions | AD620A | | | AD620B | | | AD620S ¹ | | | Units |
|--|--|---------------|----------|---------------|---------------|----------|---------------|---------------------|----------|---------------|------------------------------|
| | | Min | Typ | Max | Min | Typ | Max | Min | Typ | Max | |
| GAIN | | | | | | | | | | | |
| Gain Range | $G = 1 + (49.4\text{ k}/R_G)$ | 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, | $V_{OUT} = -10\text{ V to }+10\text{ V}$, | | | | | | | | | | |
| G = 1–1000 | $R_L = 10\text{ k}\Omega$ | | 10 | 40 | | 10 | 40 | | 10 | 40 | ppm |
| G = 1–100 | $R_L = 2\text{ k}\Omega$ | | 10 | 95 | | 10 | 95 | | 10 | 95 | ppm |
| Gain vs. Temperature | G = 1 | | | 10 | | | 10 | | | 10 | ppm/°C |
| | Gain > 1 ² | | | -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) | $V_S = \pm 2.3\text{ V to } \pm 18\text{ V}$ | | | | | | | | | | |
| 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 | | G Ω pF |
| Common-Mode | | | 10 2 | | | 10 2 | | | 10 2 | | G Ω 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 |
| Over Temperature | | - $V_S + 2.1$ | | + $V_S - 1.4$ | - $V_S + 2.1$ | | + $V_S - 1.4$ | - $V_S + 2.3$ | | + $V_S - 1.4$ | V |
| Common-Mode Rejection Ratio DC to 60 Hz with 1 k Ω Source Imbalance | $V_{CM} = 0\text{ V to } \pm 10\text{ V}$ | | | | | | | | | | |
| 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 |
| Over Temperature | | - $V_S + 1.6$ | | + $V_S - 1.5$ | - $V_S + 1.6$ | | + $V_S - 1.5$ | - $V_S + 2.3$ | | + $V_S - 1.5$ | V |
| Short Current Circuit | | | ± 18 | | | ± 18 | | | ± 18 | | mA |

AD620

| 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 | | 1000 | | kHz | |
| G = 10 | | | 800 | | 800 | | 800 | | 800 | | kHz | |
| G = 100 | | | 120 | | 120 | | 120 | | 120 | | kHz | |
| G = 1000 | | | 12 | | 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% | | | | | | | | | | | | |
| G = 1-100 | | | 15 | | | 15 | | | 15 | | μs | |
| G = 1000 | | | 150 | | | 150 | | | 150 | | μs | |
| NOISE | | | | | | | | | | | | |
| Voltage Noise, 1 kHz | f = 1 kHz | <i>Total RTI Noise = $\sqrt{(\epsilon_{ni}^2) + (\epsilon_{no}/G)^2}$</i> | | | | | | | | | | |
| 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 | | | | | | | | | | | | |
| G = 1 | | | | 3.0 | | | 3.0 | | | 3.0 | | 6.0 |
| G = 10 | | | | 0.55 | | | 0.55 | | | 0.55 | | 0.8 |
| G = 100-1000 | | | | 0.28 | | | 0.28 | | | 0.28 | | 0.4 |
| Current Noise | | | 100 | | | 100 | | | 100 | | fA/√Hz | |
| 0.1 Hz to 10 Hz | | | 10 | | | 10 | | | 10 | | pA p-p | |
| REFERENCE INPUT | | | | | | | | | | | | |
| R_{NI} | $V_{DI}, V_{EE} = 0$ | | 20 | | | 20 | | | 20 | | kΩ | |
| I_{NI} | | | +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 = ±2.3 V to ±18 V | | ±2.3 | ±18 | | ±2.3 | ±18 | | ±2.3 | ±18 | 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 | |

NOTES

¹See Analog Devices military data sheet for 883B tested specifications.

²Does not include effects of external resistor R_G.

³One input grounded. G = 1.

⁴This is defined as the same supply range which is used to specify PSR.

Specifications subject to change without notice.

A2. Amplificador de Instrumentación, AD623



Single Supply, Rail-to-Rail, Low Cost Instrumentation Amplifier

AD623

FEATURES

- Easy to Use
- Higher Performance than Discrete Design
- Single and Dual Supply Operation
- Rail-to-Rail Output Swing
- Input Voltage Range Extends 150 mV Below Ground (Single Supply)
- Low Power, 575 μ A Max Supply Current
- Gain Set with One External Resistor
- Gain Range 1 (No Resistor) to 1,000

HIGH ACCURACY DC PERFORMANCE

- 0.1% Gain Accuracy ($G = 1$)
- 0.35% Gain Accuracy ($G > 1$)
- 25 ppm Gain Drift ($G = 1$)
- 200 μ V Max Input Offset Voltage (AD623A)
- 2 μ V/ $^{\circ}$ C Max Input Offset Drift (AD623A)
- 100 μ V Max Input Offset Voltage (AD623B)
- 1 μ V/ $^{\circ}$ C Max Input Offset Drift (AD623B)
- 25 nA Max Input Bias Current

NOISE

- 35 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ RTI Noise @ 1 kHz ($G = 1$)

EXCELLENT AC SPECIFICATIONS

- 90 dB Min CMRR ($G = 10$); 84 dB Min CMRR ($G = 5$) (@ 60 Hz, 1K Source Imbalance)
- 800 kHz Bandwidth ($G = 1$)
- 20 μ s Settling Time to 0.01% ($G = 10$)

APPLICATIONS

- Low Power Medical Instrumentation
- Transducer Interface
- Thermocouple Amplifier
- Industrial Process Controls
- Difference Amplifier
- Low Power Data Acquisition

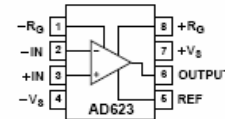
PRODUCT DESCRIPTION

The AD623 is an integrated single supply instrumentation amplifier that delivers rail-to-rail output swing on a single supply (+3 V to +12 V supplies). The AD623 offers superior user flexibility by allowing single gain set resistor programming, and conforming to the 8-lead industry standard pinout configuration. With no external resistor, the AD623 is configured for unity gain ($G = 1$) and with an external resistor, the AD623 can be programmed for gains up to 1,000.

The AD623 holds errors to a minimum by providing superior AC CMRR that increases with increasing gain. Line noise, as well as line harmonics, will be rejected since the CMRR remains constant up to 200 Hz. The AD623 has a wide input

CONNECTION DIAGRAM

8-Lead Plastic DIP (N),
SOIC (R) and μ SOIC (RM) Packages



common-mode range and can amplify signals that have a common-mode voltage 150 mV below ground. Although the design of the AD623 has been optimized to operate from a single supply, the AD623 still provides superior performance when operated from a dual voltage supply (± 2.5 V to ± 6.0 V).

Low power consumption (1.5 mW at 3 V), wide supply voltage range, and rail-to-rail output swing make the AD623 ideal for battery powered applications. The rail-to-rail output stage maximizes the dynamic range when operating from low supply voltages. The AD623 replaces discrete instrumentation amplifier designs and offers superior linearity, temperature stability and reliability in a minimum of space. Until the AD623, this level of instrumentation amplifier performance has not been achieved.

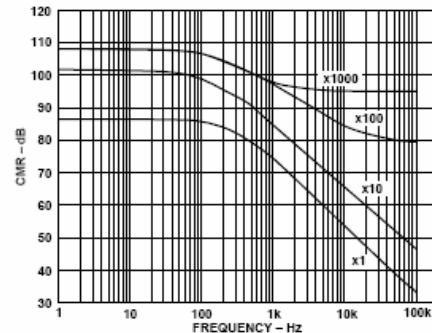


Figure 1. CMRR vs. Frequency, +5 V_S , 0 V_S

REV. C

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781/329-4700 World Wide Web Site: <http://www.analog.com>
Fax: 781/326-8703 © Analog Devices, Inc., 1999

AD623—SPECIFICATIONS

SINGLE SUPPLY (typical @ +25°C Single Supply, $V_S = +5\text{ V}$, and $R_L = 10\text{ k}\Omega$, unless otherwise noted)

| Model Specification | Conditions | AD623A | | | AD623ARM | | | AD623B | | | Units |
|--|--|-----------------|------|-----------------|-----------------|------|-----------------|-----------------|------|-----------------|------------------------------|
| | | Min | Typ | Max | Min | Typ | Max | Min | Typ | Max | |
| GAIN | $G = 1 + (100\text{ k}/R_G)$ | 1 | | 1000 | 1 | | 1000 | 1 | | 1000 | |
| Gain Range | $G1\ V_{OUT} = 0.05\text{ V to }3.5\text{ V}$ | | | | | | | | | | |
| Gain Error ¹ | $G > 1\ V_{OUT} = 0.05\text{ V to }4.5\text{ V}$ | | | | | | | | | | |
| G = 1 | | | 0.03 | 0.10 | | 0.03 | 0.10 | | 0.03 | 0.05 | % |
| G = 10 | | | 0.10 | 0.35 | | 0.10 | 0.35 | | 0.10 | 0.35 | % |
| G = 100 | | | 0.10 | 0.35 | | 0.10 | 0.35 | | 0.10 | 0.35 | % |
| G = 1000 | | | 0.10 | 0.35 | | 0.10 | 0.35 | | 0.10 | 0.35 | % |
| Nonlinearity, | $G1\ V_{OUT} = 0.05\text{ V to }3.5\text{ V}$ | | | | | | | | | | |
| G = 1–1000 | $G > 1\ V_{OUT} = 0.05\text{ V to }4.5\text{ V}$ | | 50 | | | 50 | | | 50 | | ppm |
| Gain vs. Temperature | | | | | | | | | | | |
| G = 1 | | | 5 | 10 | | 5 | 10 | | 5 | 10 | ppm/°C |
| G > 1 ¹ | | | 50 | | | 50 | | | 50 | | ppm/°C |
| VOLTAGE OFFSET | Total RTI Error = $V_{OS1} + V_{OS0}/G$ | | | | | | | | | | |
| Input Offset, V_{OS1} | | | 25 | 200 | | 200 | 500 | | 25 | 100 | μV |
| Over Temperature | | | | 350 | | | 650 | | | 160 | μV |
| Average TC | | | 0.1 | 2 | | 0.1 | 2 | | 0.1 | 1 | $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ |
| Output Offset, V_{OS0} | | | 200 | 1000 | | 500 | 2000 | | 200 | 500 | μV |
| Over Temperature | | | | 1500 | | | 2600 | | | 1100 | μV |
| Average TC | | | 2.5 | 10 | | 2.5 | 10 | | 2.5 | 10 | $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ |
| Offset Referred to the Input vs. Supply (PSR) | | | | | | | | | | | |
| G = 1 | | 80 | 100 | | 80 | 100 | | 80 | 100 | | dB |
| G = 10 | | 100 | 120 | | 100 | 120 | | 100 | 120 | | dB |
| G = 100 | | 120 | 140 | | 120 | 140 | | 120 | 140 | | dB |
| G = 1000 | | 120 | 140 | | 120 | 140 | | 120 | 140 | | dB |
| INPUT CURRENT | | | | | | | | | | | |
| Input Bias Current | | | 17 | 25 | | 17 | 25 | | 17 | 25 | nA |
| Over Temperature | | | | 27.5 | | | 27.5 | | | 27.5 | nA |
| Average TC | | | 25 | | | 25 | | | 25 | | pA/°C |
| Input Offset Current | | | 0.25 | 2 | | 0.25 | 2 | | 0.25 | 2 | nA |
| Over Temperature | | | | 2.5 | | | 2.5 | | | 2.5 | nA |
| Average TC | | | 5 | | | 5 | | | 5 | | pA/°C |
| INPUT | | | | | | | | | | | |
| Input Impedance | | | | | | | | | | | |
| Differential | | | 2 2 | | | 2 2 | | | 2 2 | | G Ω pF |
| Common-Mode | | | 2 2 | | | 2 2 | | | 2 2 | | G Ω pF |
| Input Voltage Range² | $V_S = +3\text{ V to }+12\text{ V}$ | $(-V_S) - 0.15$ | | $(+V_S) - 1.5$ | $(-V_S) - 0.15$ | | $(+V_S) - 1.5$ | $(-V_S) - 0.15$ | | $(+V_S) - 1.5$ | V |
| Common-Mode Rejection at 60 Hz with 1 kΩ Source | | | | | | | | | | | |
| Imbalance | | | | | | | | | | | |
| G = 1 | $V_{CM} = 0\text{ V to }3\text{ V}$ | 70 | 80 | | 70 | 80 | | 77 | 86 | | dB |
| G = 10 | $V_{CM} = 0\text{ V to }3\text{ V}$ | 90 | 100 | | 90 | 100 | | 94 | 100 | | dB |
| G = 100 | $V_{CM} = 0\text{ V to }3\text{ V}$ | 105 | 110 | | 105 | 110 | | 105 | 110 | | dB |
| G = 1000 | $V_{CM} = 0\text{ V to }3\text{ V}$ | 105 | 110 | | 105 | 110 | | 105 | 110 | | dB |
| OUTPUT | | | | | | | | | | | |
| Output Swing | $R_L = 10\text{ k}\Omega$ | +0.01 | | $(+V_S) - 0.5$ | +0.01 | | $(+V_S) - 0.5$ | +0.01 | | $(+V_S) - 0.5$ | V |
| | $R_L = 100\text{ k}\Omega$ | +0.01 | | $(+V_S) - 0.15$ | +0.01 | | $(+V_S) - 0.15$ | +0.01 | | $(+V_S) - 0.15$ | V |
| DYNAMIC RESPONSE | | | | | | | | | | | |
| Small Signal –3 dB | | | | | | | | | | | |
| Bandwidth | | | | | | | | | | | |
| G = 1 | | | 800 | | | 800 | | | 800 | | Hz |
| G = 10 | | | 100 | | | 100 | | | 100 | | Hz |
| G = 100 | | | 10 | | | 10 | | | 10 | | Hz |
| G = 1000 | | | 2 | | | 2 | | | 2 | | Hz |
| Slew Rate | | | 0.3 | | | 0.3 | | | 0.3 | | V/ μs |
| Settling Time to 0.01% | $V_S = +5\text{ V}$ | | | | | | | | | | |
| G = 1 | Step Size: 3.5 V | | 30 | | | 30 | | | 30 | | μs |
| G = 10 | Step Size: 4 V, $V_{CM} = 1.8\text{ V}$ | | 20 | | | 20 | | | 20 | | μs |

DUAL SUPPLIES (typical @ +25°C Dual Supply, $V_S = \pm 5$ V, and $R_L = 10$ k Ω , unless otherwise noted)

| Model Specification | Conditions | AD623A | | | AD623ARM | | | AD623B | | | Units |
|---|---|---------------------------|------|---------------------------|---------------------------|------|---------------------------|---------------------------|------|---------------------------|----------------|
| | | Min | Typ | Max | Min | Typ | Max | Min | Typ | Max | |
| GAIN | $G = 1 + (100 \text{ k}\Omega/R_G)$ | | | | | | | | | | |
| Gain Range | | 1 | | 1000 | 1 | | 1000 | 1 | | 1000 | |
| Gain Error ¹ | $G1$ $V_{OUT} = -4.8$ V to 3.5 V $G > 1$ $V_{OUT} = 0.05$ V to 4.5 V | | | | | | | | | | |
| G = 1 | | | 0.03 | 0.10 | | 0.03 | 0.10 | | 0.03 | 0.05 | % |
| G = 10 | | | 0.10 | 0.35 | | 0.10 | 0.35 | | 0.10 | 0.35 | % |
| G = 100 | | | 0.10 | 0.35 | | 0.10 | 0.35 | | 0.10 | 0.35 | % |
| G = 1000 | | | 0.10 | 0.35 | | 0.10 | 0.35 | | 0.10 | 0.35 | % |
| Nonlinearity, | $G1$ $V_{OUT} = -4.8$ V to 3.5 V $G > 1$ $V_{OUT} = -4.8$ V to 4.5 V | | | | | | | | | | |
| G = 1–1000 | | | 50 | | | 50 | | | 50 | | ppm |
| Gain vs. Temperature | | | | | | | | | | | |
| G = 1 | | | 5 | 10 | | 5 | 10 | | 5 | 10 | ppm/°C |
| G > 1 ¹ | | | 50 | | | 50 | | | 50 | | ppm/°C |
| VOLTAGE OFFSET | Total RTI Error = $V_{OS1} + V_{OS0}/G$ | | | | | | | | | | |
| Input Offset, V_{OS1} | | | 25 | 200 | | 200 | 500 | | 25 | 100 | μ V |
| Over Temperature | | | | 350 | | | 650 | | | 160 | μ V |
| Average TC | | | 0.1 | 2 | | 0.1 | 2 | | 0.1 | 1 | μ V/°C |
| Output Offset, V_{OS0} | | | 200 | 1000 | | 500 | 2000 | | 200 | 500 | μ V |
| Over Temperature | | | | 1500 | | | 2600 | | | 1100 | μ V |
| Average TC | | | 2.5 | 10 | | 2.5 | 10 | | 2.5 | 10 | μ V/°C |
| Offset Referred to the Input vs. Supply (PSR) | | | | | | | | | | | |
| G = 1 | | 80 | 100 | | 80 | 100 | | 80 | 100 | | dB |
| G = 10 | | 100 | 120 | | 100 | 120 | | 100 | 120 | | dB |
| G = 100 | | 120 | 140 | | 120 | 140 | | 120 | 140 | | dB |
| G = 1000 | | 120 | 140 | | 120 | 140 | | 120 | 140 | | dB |
| INPUT CURRENT | | | | | | | | | | | |
| Input Bias Current | | | 17 | 25 | | 17 | 25 | | 17 | 25 | nA |
| Over Temperature | | | | 27.5 | | | 27.5 | | | 27.5 | nA |
| Average TC | | | 25 | | | 25 | | | 25 | | pA/°C |
| Input Offset Current | | | 0.25 | 2 | | 0.25 | 2 | | 0.25 | 2 | nA |
| Over Temperature | | | | 2.5 | | | 2.5 | | | 2.5 | nA |
| Average TC | | | 5 | | | 5 | | | 5 | | pA/°C |
| INPUT | | | | | | | | | | | |
| Input Impedance | | | | | | | | | | | |
| Differential | | | 2 2 | | | 2 2 | | | 2 2 | | G Ω pF |
| Common-Mode | | | 2 2 | | | 2 2 | | | 2 2 | | G Ω pF |
| Input Voltage Range ² | $V_S = +2.5$ V to ± 6 V | (-V _S) - 0.15 | | (+V _S) - 1.5 | (-V _S) - 0.15 | | (+V _S) - 1.5 | (-V _S) - 0.15 | | (+V _S) - 1.5 | V |
| Common-Mode Rejection at 60 Hz with 1 k Ω Source Imbalance | | | | | | | | | | | |
| G = 1 | $V_{CM} = +3.5$ V to -5.15 V | 70 | 80 | | 70 | 80 | | 77 | 86 | | dB |
| G = 10 | $V_{CM} = +3.5$ V to -5.15 V | 90 | 100 | | 90 | 100 | | 94 | 100 | | dB |
| G = 100 | $V_{CM} = +3.5$ V to -5.15 V | 105 | 110 | | 105 | 110 | | 105 | 110 | | dB |
| G = 1000 | $V_{CM} = +3.5$ V to -5.15 V | 105 | 110 | | 105 | 110 | | 105 | 110 | | dB |
| OUTPUT | | | | | | | | | | | |
| Output Swing | $R_L = 10$ k Ω , $V_S = \pm 5$ V $R_L = 100$ k Ω | (-V _S) + 0.2 | | (+V _S) - 0.5 | (-V _S) + 0.2 | | (+V _S) - 0.5 | (-V _S) + 0.2 | | (+V _S) - 0.5 | V |
| | | (-V _S) + 0.05 | | (+V _S) - 0.15 | (-V _S) + 0.05 | | (+V _S) - 0.15 | (-V _S) + 0.05 | | (+V _S) - 0.15 | V |
| DYNAMIC RESPONSE | | | | | | | | | | | |
| Small Signal -3 dB Bandwidth | | | | | | | | | | | |
| G = 1 | | | 800 | | | 800 | | | 800 | | kHz |
| G = 10 | | | 100 | | | 100 | | | 100 | | kHz |
| G = 100 | | | 10 | | | 10 | | | 10 | | kHz |
| G = 1000 | | | 2 | | | 2 | | | 2 | | kHz |
| Slow Rate | | | 0.3 | | | 0.3 | | | 0.3 | | V/ μ s |
| Settling Time to 0.01% | $V_S = \pm 5$ V, 5 V Step | | | | | | | | | | |
| G = 1 | | | 30 | | | 30 | | | 30 | | μ s |
| G = 10 | | | 20 | | | 20 | | | 20 | | μ s |

AD623—SPECIFICATIONS

BOTH DUAL AND SINGLE SUPPLIES

| Model Specification | Conditions | AD623A | | | AD623ARM | | | AD623B | | | Units |
|--|------------------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----|--------|
| | | Min | Typ | Max | Min | Typ | Max | Min | Typ | Max | |
| NOISE | | | | | | | | | | | |
| Total RTI Noise = $\sqrt{(e_{ni})^2 + (e_{no}/G)^2}$ | | | | | | | | | | | |
| Voltage Noise, 1 kHz | | | | | | | | | | | nV/√Hz |
| Input, Voltage Noise, e_{ni} | | 35 | | 35 | | 35 | | 35 | | | nV/√Hz |
| Output, Voltage Noise, e_{no} | | 50 | | 50 | | 50 | | 50 | | | nV/√Hz |
| RTI, 0.1 Hz to 10 Hz | | | | | | | | | | | μV p-p |
| G = 1 | | 3.0 | | 3.0 | | 3.0 | | 3.0 | | | μV p-p |
| G = 1000 | | 1.5 | | 1.5 | | 1.5 | | 1.5 | | | μV p-p |
| Current Noise | f = 1 kHz | 100 | | 100 | | 100 | | 100 | | | fA/√Hz |
| 0.1 Hz to 10 Hz | | 1.5 | | 1.5 | | 1.5 | | 1.5 | | | pA p-p |
| REFERENCE INPUT | | | | | | | | | | | |
| R_{IN} | $V_{IN+}, V_{IN-} = 0$ | 100 | ±20% | 100 | ±20% | 100 | ±20% | 100 | ±20% | | kΩ |
| I_{IN} | | +50 | +60 | +50 | +60 | +50 | +60 | +50 | +60 | | μA |
| Voltage Range | | -V _S | +V _S | -V _S | +V _S | -V _S | +V _S | -V _S | +V _S | | V |
| Gain to Output | | 1 ± 0.0002 | | | 1 ± 0.0002 | | | 1 ± 0.0002 | | | V |
| POWER SUPPLY | | | | | | | | | | | |
| Operating Range | Dual Supply | ±2.5 | ±6 | ±2.5 | ±6 | ±2.5 | ±6 | ±2.5 | ±6 | | V |
| | Single Supply | +2.7 | +12 | +2.7 | +12 | +2.7 | +12 | +2.7 | +12 | | V |
| Quiescent Current | Dual Supply | 375 | 550 | 375 | 550 | 375 | 550 | 375 | 550 | | μA |
| | Single Supply | 305 | 480 | 305 | 480 | 305 | 480 | 305 | 480 | | μA |
| Over Temperature | | | 625 | | 625 | | 625 | | 625 | | μA |
| TEMPERATURE RANGE | | | | | | | | | | | |
| For Specified Performance | | -40 to +85 | | | -40 to +85 | | | -40 to +85 | | | °C |

NOTES

¹Does not include effects of external resistor R_G.

²One input grounded. G = 1.

Specifications subject to change without notice.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS¹

| | |
|---|-----------------|
| Supply Voltage | ±6 V |
| Internal Power Dissipation ² | 650 mW |
| Differential Input Voltage | ±6 V |
| Output Short Circuit Duration | Indefinite |
| Storage Temperature Range (N, R, RM) | -65°C to +125°C |
| Operating Temperature Range (A) | -40°C to +85°C |

Lead Temperature Range

(Soldering 10 seconds) +300°C

NOTES

¹Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only; functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational section of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

²Specification is for device in free air:

8-Lead Plastic DIP Package: θ_{JA} = 95°C/W

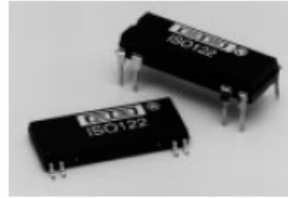
8-Lead SOIC Package: θ_{JA} = 155°C/W

8-Lead μSOIC Package: θ_{JA} = 200°C/W

ORDERING GUIDE

| Model | Temperature Range | Package Description | Package Option | Brand Code |
|----------------|-------------------|---------------------|----------------|------------|
| AD623AN | -40°C to +85°C | 8-Lead Plastic DIP | N-8 | J0A |
| AD623AR | -40°C to +85°C | 8-Lead SOIC | SO-8 | |
| AD623ARM | -40°C to +85°C | 8-Lead μSOIC | RM-8 | |
| AD623AR-REEL | -40°C to +85°C | 13" Tape and Reel | SO-8 | |
| AD623AR-REEL7 | -40°C to +85°C | 7" Tape and Reel | SO-8 | J0A |
| AD623ARM-REEL | -40°C to +85°C | 13" Tape and Reel | RM-8 | |
| AD623ARM-REEL7 | -40°C to +85°C | 7" Tape and Reel | RM-8 | |
| AD623BN | -40°C to +85°C | 8-Lead Plastic DIP | N-8 | |
| AD623BR | -40°C to +85°C | 8-Lead SOIC | SO-8 | J0A |
| AD623BR-REEL | -40°C to +85°C | 13" Tape and Reel | SO-8 | |
| AD623BR-REEL7 | -40°C to +85°C | 7" Tape and Reel | SO-8 | |

A3. Amplificador de aislamiento, ISO122



ISO122

Precision Lowest Cost ISOLATION AMPLIFIER

FEATURES

- 100% TESTED FOR HIGH-VOLTAGE BREAKDOWN
- RATED 1500Vrms
- HIGH IMR: 140dB at 60Hz
- BIPOLAR OPERATION: $V_o = \pm 10V$
- 16-PIN PLASTIC DIP AND 28-LEAD SOIC
- EASE OF USE: Fixed Unity Gain Configuration
- 0.020% max NONLINEARITY
- $\pm 4.5V$ to $\pm 18V$ SUPPLY RANGE

APPLICATIONS

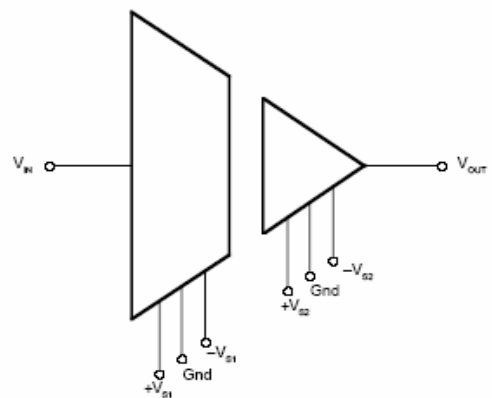
- INDUSTRIAL PROCESS CONTROL:
Transducer Isolator, Isolator for Thermocouples, RTDs, Pressure Bridges, and Flow Meters, 4mA to 20mA Loop Isolation
- GROUND LOOP ELIMINATION
- MOTOR AND SCR CONTROL
- POWER MONITORING
- PC-BASED DATA ACQUISITION
- TEST EQUIPMENT

DESCRIPTION

The ISO122 is a precision isolation amplifier incorporating a novel duty cycle modulation-demodulation technique. The signal is transmitted digitally across a 2pF differential capacitive barrier. With digital modulation the barrier characteristics do not affect signal integrity, resulting in excellent reliability and good high frequency transient immunity across the barrier. Both barrier capacitors are imbedded in the plastic body of the package.

The ISO122 is easy to use. No external components are required for operation. The key specifications are 0.020% max nonlinearity, 50kHz signal bandwidth, and $200\mu V/^\circ C$ V_{OS} drift. A power supply range of $\pm 4.5V$ to $\pm 18V$ and quiescent currents of $\pm 5.0mA$ on V_{s1} and $\pm 5.5mA$ on V_{s2} make these amplifiers ideal for a wide range of applications.

The ISO122 is available in 16-pin plastic DIP and 28-lead plastic surface mount packages.



International Airport Industrial Park • Mailing Address: PO Box 11400 • Tucson, AZ 85734 • Street Address: 6730 S. Tucson Blvd. • Tucson, AZ 85706
Tel: (520) 746-1111 • Tlx: 910-952-1111 • Cable: BBRCORP • Telex: 066-6491 • FAX: (520) 889-1510 • Immediate Product Info: (800) 548-6132

SPECIFICATIONS

At $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_{S1} = V_{S2} = \pm 15\text{V}$, and $R_L = 2\text{k}\Omega$ unless otherwise noted.

| PARAMETER | CONDITIONS | ISO122P/U | | | ISO122JP/JU | | | UNITS |
|--|---|---------------------|--|------------------------------------|-------------|-----|-----|--|
| | | MIN | TYP | MAX | MIN | TYP | MAX | |
| ISOLATION Voltage Rated Continuous AC 60Hz 100% Test ⁽¹⁾ Isolation Mode Rejection Barrier Impedance Leakage Current at 60Hz | 1s, 5pc PD 60Hz $V_{S0} = 240\text{Vrms}$ | 1500 2400 | 140 $10^{14} \parallel 2$ 0.18 | 0.5 | * | * | * | VAC VAC dB $\Omega \parallel \mu\text{F}$ μArms |
| GAIN Nominal Gain Gain Error Gain vs Temperature Nonlinearity ⁽²⁾ | $V_o = \pm 10\text{V}$ | | 1 ± 0.05 ± 10 ± 0.016 | ± 0.50 ± 0.020 | | * | * | V/V %FSR ppm/ $^\circ\text{C}$ %FSR |
| INPUT OFFSET VOLTAGE Initial Offset vs Temperature vs Supply Noise | | | ± 20 ± 200 ± 2 4 | ± 50 | | * | * | mV $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ mV/V $\mu\text{V}/\text{VHz}$ |
| INPUT Voltage Range Resistance | | ± 10 | ± 12.5 200 | | * | * | | V k Ω |
| OUTPUT Voltage Range Current Drive Capacitive Load Drive Ripple Voltage ⁽³⁾ | | ± 10 ± 5 | ± 12.5 ± 15 0.1 20 | | * | * | | V mA μF mVp-p |
| FREQUENCY RESPONSE Small Signal Bandwidth Slew Rate Settling Time 0.1% 0.01% Overload Recover Time | $V_o = \pm 10\text{V}$ | | 50 2 50 350 150 | | | * | | kHz V/ μs μs μs μs |
| POWER SUPPLIES Rated Voltage Voltage Range Quiescent Current: V_{S1} V_{S2} | | ± 4.5 | ± 15 ± 5.0 ± 5.5 | ± 18 ± 7.0 ± 7.0 | * | * | * | V V mA mA |
| TEMPERATURE RANGE Specification Operating Storage θ_{JA} θ_{JC} | | -25 -25 -40 | 100 65 | +85 +85 +85 | * | * | * | $^\circ\text{C}$ $^\circ\text{C}$ $^\circ\text{C}$ $^\circ\text{C}/\text{W}$ $^\circ\text{C}/\text{W}$ |

* Specification same as ISO122P/U.

NOTES: (1) Tested at 1.6 X rated, fail on 5pc partial discharge. (2) Nonlinearity is the peak deviation of the output voltage from the best-fit straight line. It is expressed as the ratio of deviation to FSR. (3) Ripple frequency is at carrier frequency (500kHz).

A4. Amplificador operacional, AD8551- AD8552 – AD8554



Zero-Drift, Single-Supply, Rail-to-Rail Input/Output Operational Amplifiers

AD8551/AD8552/AD8554

FEATURES

Low Offset Voltage: 1 μV
 Input Offset Drift: 0.005 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
 Rail-to-Rail Input and Output Swing
 +5 V/+2.7 V Single-Supply Operation
 High Gain, CMRR, PSRR: 130 dB
 Ultralow Input Bias Current: 20 pA
 Low Supply Current: 700 $\mu\text{A}/\text{Op Amp}$
 Overload Recovery Time: 50 μs
 No External Capacitors Required

APPLICATIONS

Temperature Sensors
 Pressure Sensors
 Precision Current Sensing
 Strain Gage Amplifiers
 Medical Instrumentation
 Thermocouple Amplifiers

GENERAL DESCRIPTION

This new family of amplifiers has ultralow offset, drift and bias current. The AD8551, AD8552 and AD8554 are single, dual and quad amplifiers featuring rail-to-rail input and output swings. All are guaranteed to operate from +2.7 V to +5 V single supply.

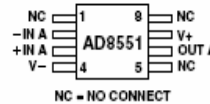
The AD855x family provides the benefits previously found only in expensive autozeroing or chopper-stabilized amplifiers. Using Analog Devices' new topology these new zero-drift amplifiers combine low cost with high accuracy. No external capacitors are required.

With an offset voltage of only 1 μV and drift of 0.005 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, the AD8551 is perfectly suited for applications where error sources cannot be tolerated. Temperature, position and pressure sensors, medical equipment and strain gage amplifiers benefit greatly from nearly zero drift over their operating temperature range. The rail-to-rail input and output swings provided by the AD855x family make both high-side and low-side sensing easy.

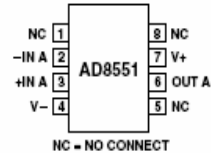
The AD855x family is specified for the extended industrial/automotive (-40°C to $+125^\circ\text{C}$) temperature range. The AD8551 single is available in 8-lead MSOP and narrow 8-lead SOIC packages. The AD8552 dual amplifier is available in 8-lead narrow SO and 8-lead TSSOP surface mount packages. The AD8554 quad is available in narrow 14-lead SOIC and 14-lead TSSOP packages.

PIN CONFIGURATIONS

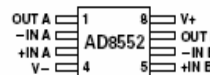
8-Lead MSOP
(RM Suffix)



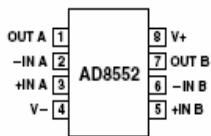
8-Lead SOIC
(R Suffix)



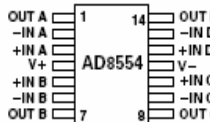
8-Lead TSSOP
(RU Suffix)



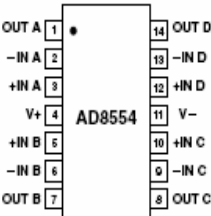
8-Lead SOIC
(R Suffix)



14-Lead TSSOP
(RU Suffix)



14-Lead SOIC
(R Suffix)



AD8551/AD8552/AD8554—SPECIFICATIONS

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_S = +5\text{ V}$, $V_{CM} = +2.5\text{ V}$, $V_O = +2.5\text{ V}$, $T_A = +25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

| Parameter | Symbol | Conditions | Min | Typ | Max | Units |
|--|--------------------------|--|----------|----------|-------|---|
| INPUT CHARACTERISTICS | | | | | | |
| Offset Voltage | V_{OS} | $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$ | | 1 | 5 | μV |
| Input Bias Current | I_B | $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$ | | 10 | 50 | μV pA |
| Input Offset Current | I_{OS} | $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$ | | 1.0 | 1.5 | nA |
| Input Voltage Range | | $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$ | | 20 | 70 | pA |
| Common-Mode Rejection Ratio | CMRR | $V_{CM} = 0\text{ V to }+5\text{ V}$ $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$ | | 150 | 200 | pA |
| Large Signal Voltage Gain ¹ | A_{VO} | $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $V_O = +0.3\text{ V to }+4.7\text{ V}$ $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$ | 0 | 125 | 145 | V dB |
| Offset Voltage Drift | $\Delta V_{OS}/\Delta T$ | $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$ | | 120 | 135 | dB $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ |
| OUTPUT CHARACTERISTICS | | | | | | |
| Output Voltage High | V_{OH} | $R_L = 100\text{ k}\Omega$ to GND -40°C to $+125^\circ\text{C}$ | 4.99 | 4.998 | | V |
| | | $R_L = 10\text{ k}\Omega$ to GND -40°C to $+125^\circ\text{C}$ | 4.99 | 4.997 | | V |
| | | $R_L = 10\text{ k}\Omega$ to GND -40°C to $+125^\circ\text{C}$ | 4.95 | 4.98 | | V |
| Output Voltage Low | V_{OL} | $R_L = 100\text{ k}\Omega$ to V+ -40°C to $+125^\circ\text{C}$ | 4.95 | 4.975 | | V |
| | | $R_L = 10\text{ k}\Omega$ to V+ -40°C to $+125^\circ\text{C}$ | | 1 | 10 | mV |
| | | $R_L = 10\text{ k}\Omega$ to V+ -40°C to $+125^\circ\text{C}$ | | 2 | 10 | mV |
| Short Circuit Limit | I_{SC} | -40°C to $+125^\circ\text{C}$ | | 10 | 30 | mV |
| Output Current | I_O | -40°C to $+125^\circ\text{C}$ | ± 25 | ± 50 | | mA |
| | | -40°C to $+125^\circ\text{C}$ | | ± 40 | | mA |
| | | -40°C to $+125^\circ\text{C}$ | | ± 30 | | mA |
| | | -40°C to $+125^\circ\text{C}$ | | ± 15 | | mA |
| POWER SUPPLY | | | | | | |
| Power Supply Rejection Ratio | PSRR | $V_S = +2.7\text{ V to }+5.5\text{ V}$ $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$ | 120 | 130 | | dB |
| Supply Current/Amplifier | I_{SY} | $V_O = 0\text{ V}$ $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$ | 115 | 130 | | dB |
| | | | | 850 | 975 | μA |
| | | | | 1,000 | 1,075 | μA |
| DYNAMIC PERFORMANCE | | | | | | |
| Slew Rate | SR | $R_L = 10\text{ k}\Omega$ | | 0.4 | | $\text{V}/\mu\text{s}$ |
| Overload Recovery Time | | | | 0.05 | 0.3 | ms |
| Gain Bandwidth Product | GBP | | | 1.5 | | MHz |
| NOISE PERFORMANCE | | | | | | |
| Voltage Noise | e_n p-p | 0 Hz to 10 Hz | | 1.0 | | $\mu\text{V p-p}$ |
| | e_n p-p | 0 Hz to 1 Hz | | 0.32 | | $\mu\text{V p-p}$ |
| Voltage Noise Density | e_n | $f = 1\text{ kHz}$ | | 42 | | $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ |
| Current Noise Density | i_n | $f = 10\text{ Hz}$ | | 2 | | $\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$ |

NOTE

¹Gain testing is highly dependent upon test bandwidth.

Specifications subject to change without notice.

AD8551/AD8552/AD8554

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_S = +2.7\text{ V}$, $V_{CM} = +1.35\text{ V}$, $V_O = +1.35\text{ V}$, $T_A = +25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

| Parameter | Symbol | Conditions | Min | Typ | Max | Units |
|--|--------------------------|--|----------|----------|-------|------------------------------------|
| INPUT CHARACTERISTICS | | | | | | |
| Offset Voltage | V_{OS} | $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$ | | 1 | 5 | μV |
| Input Bias Current | I_B | $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$ | | 10 | 50 | pA |
| Input Offset Current | I_{OS} | $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$ | | 1.0 | 1.5 | nA |
| Input Voltage Range | | $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$ | | 10 | 50 | pA |
| Common-Mode Rejection Ratio | CMRR | $V_{CM} = 0\text{ V to }+2.7\text{ V}$ $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$ | 0 | 150 | 200 | pA |
| Large Signal Voltage Gain ¹ | A_{VO} | $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $V_O = +0.3\text{ V to }+2.4\text{ V}$ $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$ | 115 | 130 | 2.7 | dB |
| Offset Voltage Drift | $\Delta V_{OS}/\Delta T$ | $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$ | 110 | 130 | | dB |
| | | | 105 | 130 | 0.005 | $0.04\ \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ |
| OUTPUT CHARACTERISTICS | | | | | | |
| Output Voltage High | V_{OH} | $R_L = 100\text{ k}\Omega$ to GND $-40^\circ\text{C to }+125^\circ\text{C}$ | 2.685 | 2.697 | | V |
| | | $R_L = 10\text{ k}\Omega$ to GND $-40^\circ\text{C to }+125^\circ\text{C}$ | 2.685 | 2.696 | | V |
| Output Voltage Low | V_{OL} | $R_L = 100\text{ k}\Omega$ to V+ $-40^\circ\text{C to }+125^\circ\text{C}$ | 2.67 | 2.68 | | V |
| | | $R_L = 10\text{ k}\Omega$ to V+ $-40^\circ\text{C to }+125^\circ\text{C}$ | 2.67 | 2.675 | | V |
| Short Circuit Limit | I_{SC} | $-40^\circ\text{C to }+125^\circ\text{C}$ | | 1 | 10 | mV |
| Output Current | I_O | $-40^\circ\text{C to }+125^\circ\text{C}$ | | 2 | 10 | mV |
| | | | | 10 | 20 | mV |
| | | | | 15 | 20 | mV |
| | | | ± 10 | ± 15 | | mA |
| | | | | ± 10 | | mA |
| | | | | ± 10 | | mA |
| | | | | ± 5 | | mA |
| POWER SUPPLY | | | | | | |
| Power Supply Rejection Ratio | PSRR | $V_S = +2.7\text{ V to }+5.5\text{ V}$ $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$ | 120 | 130 | | dB |
| Supply Current/Amplifier | I_{SY} | $V_O = 0\text{ V}$ $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$ | 115 | 130 | | dB |
| | | | | 750 | 900 | μA |
| | | | | 950 | 1,000 | μA |
| DYNAMIC PERFORMANCE | | | | | | |
| Slew Rate | SR | $R_L = 10\text{ k}\Omega$ | | 0.5 | | $\text{V}/\mu\text{s}$ |
| Overload Recovery Time | | | | 0.05 | | ms |
| Gain Bandwidth Product | GBP | | | 1 | | MHz |
| NOISE PERFORMANCE | | | | | | |
| Voltage Noise | $e_{n\text{P-P}}$ | 0 Hz to 10 Hz | | 1.6 | | $\mu\text{V p-p}$ |
| Voltage Noise Density | e_n | $f = 1\text{ kHz}$ | | 75 | | $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ |
| Current Noise Density | i_n | $f = 10\text{ Hz}$ | | 2 | | $\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$ |

NOTE

¹Gain testing is highly dependent upon test bandwidth.

Specifications subject to change without notice.

A5. Amplificador operacional, OP97



Low Power, High Precision Operational Amplifier

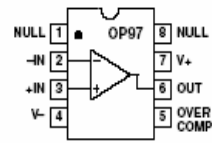
OP97

FEATURES

Low Supply Current: 600 μA Max
OP07 Type Performance
Offset Voltage: 20 μV Max
Offset Voltage Drift: 0.6 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ Max
Very Low Bias Current
25 $^\circ\text{C}$: 100 pA Max
-55 $^\circ\text{C}$ to +125 $^\circ\text{C}$: 250 pA Max
High Common-Mode Rejection: 114 dB Min
Extended Industrial Temperature Range: -40 $^\circ\text{C}$ to +85 $^\circ\text{C}$

PIN CONNECTIONS

8-Lead PDIP (P Suffix)
8-Lead SOIC (S Suffix)



GENERAL DESCRIPTION

The OP97 is a low power alternative to the industry-standard OP07 precision amplifier. The OP97 maintains the standards of performance set by the OP07 while utilizing only 600 μA supply current, less than 1/6 that of an OP07. Offset voltage is an ultralow 25 μV , and drift over temperature is below 0.6 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$. External offset trimming is not required in the majority of circuits.

Improvements have been made over OP07 specifications in several areas. Notable is bias current, which remains below 250 pA over the full military temperature range. The OP97 is ideal for use in precision long-term integrators or sample-and-hold circuits that must operate at elevated temperatures.

Common-mode rejection and power supply rejection are also improved with the OP97, at 114 dB minimum over wider ranges of common-mode or supply voltage. Outstanding PSR, a supply range specified from ± 2.25 V to ± 20 V and the OP97's minimal power requirements combine to make the OP97 a preferred device for portable and battery-powered instruments.

The OP97 conforms to the OP07 pinout, with the null potentiometer connected between Pins 1 and 8 with the wiper to V+. The OP97 will upgrade circuit designs using 725, OP05, OP07, OP12, and 1012 type amplifiers. It may replace 741-type amplifiers in circuits without nulling or where the nulling circuitry has been removed.

OP97—SPECIFICATIONS

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (@ $V_S = \pm 15\text{ V}$, $V_{CM} = 0\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

| Parameter | Symbol | Conditions | OP97E | | | OP97F | | | Unit |
|--|-----------------------------|--|------------|------------|-----------|------------|------------|-----------|------------------------------|
| | | | Min | Typ | Max | Min | Typ | Max | |
| Input Offset Voltage | V_{OS} | | | 10 | 25 | | 30 | 75 | μV |
| Long-Term Offset Voltage Stability | $\Delta V_{OS}/\text{Time}$ | | | 0.3 | | | 0.3 | | $\mu\text{V}/\text{Month}$ |
| Input Offset Current | I_{OS} | | | 30 | 100 | | 30 | 150 | pA |
| Input Bias Current | I_B | | | ± 30 | ± 100 | | ± 30 | ± 150 | pA |
| Input Noise Voltage | e_n P-P | 0.1 Hz to 10 Hz | | 0.5 | | | 0.5 | | $\mu\text{V p-p}$ |
| Input Noise Voltage Density | e_n | $f_0 = 10\text{ Hz}^1$ | | 17 | 30 | | 17 | 30 | $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ |
| | | $f_0 = 1000\text{ Hz}^2$ | | 14 | 22 | | 14 | 22 | $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ |
| Input Noise Current Density | i_n | $f_0 = 10\text{ Hz}$ | | 20 | | | 20 | | $\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$ |
| Large-Signal Voltage Gain | A_{VO} | $V_O = \pm 10\text{ V}$; $R_L = 2\text{ k}\Omega$ | 300 | 2000 | | 200 | 2000 | | V/mV |
| Common-Mode Rejection | CMR | $V_{CM} = \pm 13.5\text{ V}$ | 114 | 132 | | 110 | 132 | | dB |
| Power-Supply Rejection | PSR | $V_S = \pm 2\text{ V}$ to $\pm 20\text{ V}$ | 114 | 132 | | 110 | 132 | | dB |
| Input Voltage Range ³ | IVR | | ± 13.5 | ± 14.0 | | ± 13.5 | ± 14.0 | | V |
| Output Voltage Swing | V_O | $R_L = 10\text{ k}\Omega$ | ± 13 | ± 14 | | ± 13 | ± 14 | | V |
| Slew Rate | SR | | 0.1 | 0.2 | | 0.1 | 0.2 | | $\text{V}/\mu\text{s}$ |
| Differential Input Resistance ⁴ | R_{IN} | | 30 | | | 30 | | | $\text{M}\Omega$ |
| Closed-Loop Bandwidth | BW | $A_{VCL} = 1$ | 0.4 | 0.9 | | 0.4 | 0.9 | | MHz |
| Supply Current | I_{SY} | | | 380 | 600 | | 380 | 600 | μA |
| Supply Voltage | V_S | Operating Range | ± 2 | ± 15 | ± 20 | ± 2 | ± 15 | ± 20 | V |

NOTES

¹10 Hz noise voltage density is sample tested. Devices 100% tested for noise are available on request.

²Sample tested.

³Guaranteed by CMR test.

⁴Guaranteed by design.

Specifications subject to change without notice.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (@ $V_S = \pm 15\text{ V}$, $V_{CM} = 0\text{ V}$, $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$ for the OP97E/F, unless otherwise noted.)

| Parameter | Symbol | Conditions | OP97E | | | OP97F | | | Unit |
|---|------------|--|------------|------------|-----------|------------|------------|-----------|------------------------------|
| | | | Min | Typ | Max | Min | Typ | Max | |
| Input Offset Voltage | V_{OS} | | | 25 | 60 | | 60 | 200 | μV |
| Average Temperature Coefficient of V_{OS} | TCV_{OS} | S-Package | | 0.2 | 0.6 | | 0.3 | 2.0 | $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ |
| Input Offset Current | I_{OS} | | | 60 | 250 | | 80 | 750 | pA |
| Average Temperature Coefficient of I_{OS} | TCI_{OS} | | | 0.4 | 2.5 | | 0.6 | 7.5 | $\text{pA}/^\circ\text{C}$ |
| Input Bias Current | I_B | | | ± 60 | ± 250 | | ± 80 | ± 750 | pA |
| Average Temperature Coefficient of I_B | TCI_B | | | 0.4 | 2.5 | | 0.6 | 7.5 | $\text{pA}/^\circ\text{C}$ |
| Large Signal Voltage Gain | A_{VO} | $V_O = 10\text{ V}$; $R_L = 2\text{ k}\Omega$ | 200 | 1000 | | 150 | 1000 | | V/mV |
| Common-Mode Rejection | CMR | $V_{CM} = \pm 13.5\text{ V}$ | 108 | 128 | | 108 | 128 | | dB |
| Power Supply Rejection | PSR | $V_S = \pm 2.5\text{ V}$ to $\pm 20\text{ V}$ | 108 | 126 | | 108 | 128 | | dB |
| Input Voltage Range* | IVR | | ± 13.5 | ± 14.0 | | ± 13.5 | ± 14.0 | | V |
| Output Voltage Swing | V_O | $R_L = 10\text{ k}\Omega$ | ± 13 | ± 14 | | ± 13 | ± 14 | | V |
| Slew Rate | SR | | 0.05 | 0.15 | | 0.05 | 0.15 | | $\text{V}/\mu\text{s}$ |
| Supply Current | I_{SY} | | | 400 | 800 | | 400 | 800 | μA |
| Supply Voltage | V_S | Operating Range | ± 2.5 | ± 15 | ± 20 | ± 2.5 | ± 15 | ± 20 | V |

*Guaranteed by CMR test.

Specifications subject to change without notice.

OP97

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS¹

| | |
|---|-----------------|
| Supply Voltage | ±20 V |
| Input Voltage ² | ±20 V |
| Differential Input Voltage ³ | ±1 V |
| Differential Input Current ³ | ±10 mA |
| Output Short-Circuit Duration | Indefinite |
| Operating Temperature Range | |
| OP97E, OP97F (P, S) | -40°C to +85°C |
| Storage Temperature Range | -65°C to +150°C |
| Junction Temperature Range | -65°C to +150°C |
| Lead Temperature (Soldering, 60 sec) | 300°C |

| Package Type | θ_{JA} ⁴ | θ_{JC} | Unit |
|-----------------|----------------------------|---------------|------|
| 8-Lead PDIP (P) | 103 | 43 | °C/W |
| 8-Lead SOIC (S) | 158 | 43 | °C/W |

NOTES

¹Absolute maximum ratings apply to both DICE and packaged parts, unless otherwise noted.

²For supply voltages less than ±20 V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

³The OP97's inputs are protected by back-to-back diodes. Current-limiting resistors are not used in order to achieve low noise. Differential input voltages greater than 1 V will cause excessive current to flow through the input protection diodes unless limiting resistance is used.

⁴ θ_{JA} is specified for worst-case mounting conditions, i.e., θ_{JA} is specified for device in socket for PDIP package; θ_{JA} is specified for device soldered to printed circuit board for SOIC package.

ORDERING GUIDE

| Model | Temperature Range | Package Description | Package Option* |
|--------------|-------------------|---------------------|-----------------|
| OP97EP | -40°C to +85°C | 8-Lead PDIP | N-8 |
| OP97FP | -40°C to +85°C | 8-Lead PDIP | N-8 |
| OP97FS | -40°C to +85°C | 8-Lead SOIC | R-8 |
| OP97FS-REEL | -40°C to +85°C | 8-Lead SOIC | R-8 |
| OP97FS-REEL7 | -40°C to +85°C | 8-Lead SOIC | R-8 |

*For outline information, see Package Information section.

A6. Amplificador operacional, OP1177- OP2177- OP4177



Precision Low Noise, Low Input Bias Current Operational Amplifiers

OP1177/OP2177/OP4177

FEATURES

- Low Offset Voltage: 60 μV Max
- Very Low Offset Voltage Drift: 0.7 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ Max
- Low Input Bias Current: 2 nA Max
- Low Noise: 8 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
- CMRR, PSRR, and A_{VO} > 120 dB Min
- Low Supply Current: 400 $\mu\text{A}/\text{Amp}$
- Dual Supply Operation: $\pm 2.5 \text{ V}$ to $\pm 15 \text{ V}$
- Unity Gain Stable
- No Phase Reversal
- Inputs Internally Protected Beyond Supply Voltage

APPLICATIONS

- Wireless Base Station Control Circuits
- Optical Network Control Circuits
- Instrumentation
- Sensors and Controls
 - Thermocouples
 - RTDs
 - Strain Bridges
 - Shunt Current Measurements
- Precision Filters

GENERAL DESCRIPTION

The OPx177 family consists of very high precision, single, dual, and quad amplifiers featuring extremely low offset voltage and drift, low input bias current, low noise, and low power consumption. Outputs are stable with capacitive loads of over 1,000 pF with no external compensation. Supply current is less than 500 μA per amplifier at 30 V. Internal 500 Ω series resistors protect the inputs, allowing input signal levels several volts beyond either supply without phase reversal.

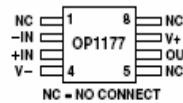
Unlike previous high voltage amplifiers with very low offset voltages, the OP1177 and OP2177 are available in the tiny MSOP 8-lead surface-mount package, while the OP4177 is available in TSSOP-14. Moreover, specified performance in the MSOP/TSSOP packages is identical to performance in the SOIC package.

OPx177 family offers the widest specified temperature range of any high precision amplifier in surface-mount packaging. All versions are fully specified for operation from -40°C to $+125^\circ\text{C}$ for the most demanding operating environments.

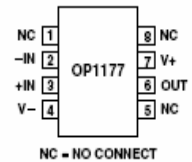
Applications for these amplifiers include precision diode power measurement, voltage and current level setting, and level detection in optical and wireless transmission systems. Additional applications include line powered and portable instrumentation

PIN CONFIGURATIONS

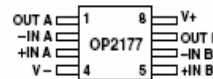
8-Lead MSOP
(RM-Suffix)



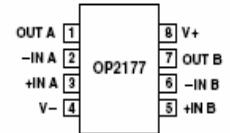
8-Lead SOIC
(R-Suffix)



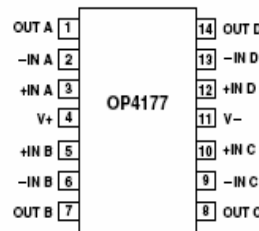
8-Lead MSOP
(RM-Suffix)



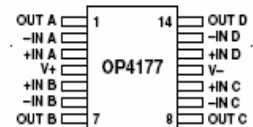
8-Lead SOIC
(R-Suffix)



14-Lead SOIC
(R-Suffix)



14-Lead TSSOP
(RU-Suffix)



and controls—thermocouple, RTD, strain-bridge, and other sensor signal conditioning—and precision filters.

The OP1177 (single) and the OP2177 (dual) amplifiers are available in the 8-lead MSOP and 8-lead SOIC packages. The OP4177 (quad) is available in 14-lead narrow SOIC and 14-lead TSSOP packages. MSOP and TSSOP packages are available in tape and reel only.

OP1177/OP2177/OP4177—SPECIFICATIONS (@ $V_S = \pm 5.0\text{ V}$, $V_{CM} = 0\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

| Parameter | Symbol | Conditions | Min | Typ* | Max | Unit |
|---|--------------------------|--|-------|----------|------|------------------------------|
| INPUT CHARACTERISTICS | | | | | | |
| Offset Voltage | | | | | | |
| OP1177 | V_{OS} | | | 15 | 60 | μV |
| OP2177/OP4177 | V_{OS} | | | 15 | 75 | μV |
| OP1177/OP2177 | V_{OS} | $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$ | | 25 | 100 | μV |
| OP4177 | V_{OS} | $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$ | | 25 | 120 | μV |
| Input Bias Current | I_B | $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$ | -2 | +0.5 | +2 | nA |
| Input Offset Current | I_{OS} | $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$ | -1 | +0.2 | +1 | nA |
| Input Voltage Range | | | -3.5 | | +3.5 | V |
| Common-Mode Rejection Ratio | CMRR | $V_{CM} = -3.5\text{ V to }+3.5\text{ V}$ | 120 | 126 | | dB |
| | | $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$ | 118 | 125 | | dB |
| Large Signal Voltage Gain | A_{VO} | $R_L = 2\text{ k}\Omega$, $V_O = -3.5\text{ V to }+3.5\text{ V}$ | 1,000 | 2,000 | | V/mV |
| Offset Voltage Drift | | | | | | |
| OP1177/OP2177 | $\Delta V_{OS}/\Delta T$ | $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$ | | 0.2 | 0.7 | $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ |
| OP4177 | $\Delta V_{OS}/\Delta T$ | $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$ | | 0.3 | 0.9 | $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ |
| OUTPUT CHARACTERISTICS | | | | | | |
| Output Voltage High | V_{OH} | $I_L = 1\text{ mA}$, $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$ | +4 | +4.1 | | V |
| Output Voltage Low | V_{OL} | $I_L = 1\text{ mA}$, $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$ | | -4.1 | -4 | V |
| Output Current | I_{OUT} | $V_{DROPOUT} < 1.2\text{ V}$ | | ± 10 | | mA |
| POWER SUPPLY | | | | | | |
| Power Supply Rejection Ratio | | | | | | |
| OP1177 | PSRR | $V_S = \pm 2.5\text{ V to } \pm 15\text{ V}$, $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$ | 120 | 130 | | dB |
| | | | 115 | 125 | | dB |
| OP2177/OP4177 | PSRR | $V_S = \pm 2.5\text{ V to } \pm 15\text{ V}$, $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$ | 118 | 121 | | dB |
| | | | 114 | 120 | | dB |
| Supply Current/Amplifier | I_{SY} | $V_O = 0\text{ V}$, $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$ | | 400 | 500 | μA |
| | | | | 500 | 600 | μA |
| DYNAMIC PERFORMANCE | | | | | | |
| Slew Rate | SR | $R_L = 2\text{ k}\Omega$ | | 0.7 | | V/ μs |
| Gain Bandwidth Product | GBP | | | 1.3 | | MHz |
| NOISE PERFORMANCE | | | | | | |
| Voltage Noise | $\epsilon_{n\text{P-P}}$ | 0.1 Hz to 10 Hz | | 0.4 | | $\mu\text{V p-p}$ |
| Voltage Noise Density | e_n | $f = 1\text{ kHz}$ | | 7.9 | 8.5 | $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ |
| Current Noise Density | i_n | $f = 1\text{ kHz}$ | | 0.2 | | $\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ |
| MULTIPLE AMPLIFIERS CHANNEL SEPARATION | | | | | | |
| | C_S | DC | | 0.01 | | $\mu\text{V/V}$ |
| | | $f = 100\text{ kHz}$ | | -120 | | dB |

*Typical values cover all parts within one standard deviation of the average value. Average values, given in many competitors' data sheets as "typical," give unrealistically low estimates for parameters that can have both positive and negative values.

Specifications subject to change without notice.

OP1177/OP2177/OP4177

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (@ $V_S = \pm 15\text{ V}$, $V_{CM} = 0\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

| Parameter | Symbol | Conditions | Min | Typ* | Max | Unit |
|---|--------------------------|--|-------|----------|-------|------------------------------|
| INPUT CHARACTERISTICS | | | | | | |
| Offset Voltage | | | | | | |
| OP1177 | V_{OS} | | | 15 | 60 | μV |
| OP2177/OP4177 | V_{OS} | | | 15 | 75 | μV |
| OP1177/OP2177 | V_{OS} | $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$ | | 25 | 100 | μV |
| OP4177 | V_{OS} | $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$ | | 25 | 120 | μV |
| Input Bias Current | I_B | $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$ | -2 | +0.5 | +2 | nA |
| Input Offset Current | I_{OS} | $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$ | -1 | +0.2 | +1 | nA |
| Input Voltage Range | | | -13.5 | | +13.5 | V |
| Common-Mode Rejection Ratio | CMRR | $V_{CM} = -13.5\text{ V to }+13.5\text{ V}$ $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$ | 120 | 125 | | dB |
| Large Signal Voltage Gain | A_{VO} | $R_L = 2\text{ k}\Omega$, $V_O = -13.5\text{ V to }+13.5\text{ V}$ | 1,000 | 3,000 | | V/mV |
| Offset Voltage Drift | | | | | | |
| OP1177/OP2177 | $\Delta V_{OS}/\Delta T$ | $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$ | | 0.2 | 0.7 | $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ |
| OP4177 | $\Delta V_{OS}/\Delta T$ | $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$ | | 0.3 | 0.9 | $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ |
| OUTPUT CHARACTERISTICS | | | | | | |
| Output Voltage High | V_{OH} | $I_L = 1\text{ mA}$, $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$ | +14 | +14.1 | | V |
| Output Voltage Low | V_{OL} | $I_L = 1\text{ mA}$, $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$ | | -14.1 | -14 | V |
| Output Current | I_{OUT} | $V_{DROPOUT} < 1.2\text{ V}$ | | ± 10 | | mA |
| Short Circuit Current | I_{SC} | | | ± 35 | | mA |
| POWER SUPPLY | | | | | | |
| Power Supply Rejection Ratio | | | | | | |
| OP1177 | PSRR | $V_S = \pm 2.5\text{ V to } \pm 15\text{ V}$, $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$ | 120 | 130 | | dB |
| OP2177/OP4177 | PSRR | $V_S = \pm 2.5\text{ V to } \pm 15\text{ V}$, $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$ | 115 | 125 | | dB |
| OP2177/OP4177 | PSRR | $V_S = \pm 2.5\text{ V to } \pm 15\text{ V}$, $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$ | 118 | 121 | | dB |
| OP2177/OP4177 | PSRR | $V_S = \pm 2.5\text{ V to } \pm 15\text{ V}$, $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$ | 114 | 120 | | dB |
| Supply Current/Amplifier | I_{SY} | $V_O = 0\text{ V}$ $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$ | | 400 | 500 | μA |
| | | | | 500 | 600 | μA |
| DYNAMIC PERFORMANCE | | | | | | |
| Slew Rate | SR | $R_L = 2\text{ k}\Omega$ | | 0.7 | | V/ μs |
| Gain Bandwidth Product | GBP | | | 1.3 | | MHz |
| NOISE PERFORMANCE | | | | | | |
| Voltage Noise | e_n p-p | 0.1 Hz to 10 Hz | | 0.4 | | $\mu\text{V p-p}$ |
| Voltage Noise Density | e_n | $f = 1\text{ kHz}$ | | 7.9 | 8.5 | $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ |
| Current Noise Density | i_n | $f = 1\text{ kHz}$ | | 0.2 | | $\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ |
| MULTIPLE AMPLIFIERS CHANNEL SEPARATION | | | | | | |
| Channel Separation | C_S | DC $f = 100\text{ kHz}$ | | 0.01 | | $\mu\text{V}/\text{V}$ |
| | | | | -120 | | dB |

*Typical values cover all parts within one standard deviation of the average value. Average values, given in many competitors' data sheets as "typical," give unrealistically low estimates for parameters that can have both positive and negative values.

Specifications subject to change without notice.

OP1177/OP2177/OP4177

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS*

| | |
|--|----------------------|
| Supply Voltage | 36 V |
| Input Voltage | V_{S+} to V_{S+} |
| Differential Input Voltage | \pm Supply Voltage |
| Storage Temperature Range | |
| R, RM, and RU Packages | -65°C to +150°C |
| Operating Temperature Range | |
| OP1177/OP2177/OP4177 | -40°C to +125°C |
| Junction Temperature Range | |
| R, RM, and RU Packages | -65°C to +150°C |
| Lead Temperature Range (Soldering, 10 sec) | 300°C |

*Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only; functional operation of the device at these or any other conditions above those listed in the operational sections of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

| Package Type | θ_{JA}^1 | θ_{JC} | Unit |
|-------------------------------|-----------------|---------------|------|
| 8-Lead MSOP (RM) ² | 190 | 44 | °C/W |
| 8-Lead SOIC (R) | 158 | 43 | °C/W |
| 14-Lead SOIC (R) | 120 | 36 | °C/W |
| 14-Lead TSSOP (RU) | 240 | 43 | °C/W |

NOTES

¹ θ_{JA} is specified for worst-case conditions, i.e., θ_{JA} is specified for device soldered in circuit board for surface-mount packages.

²MSOP is only available in tape and reel.

ORDERING GUIDE

| Model | Temperature Range | Package Description | Package Option | Branding |
|----------------|-------------------|---------------------|----------------|----------|
| OP1177AR | -40°C to +125°C | 8-Lead SOIC | R-8 | |
| OP1177AR-REEL | -40°C to +125°C | 8-Lead SOIC | R-8 | |
| OP1177AR-REEL7 | -40°C to +125°C | 8-Lead SOIC | R-8 | |
| OP1177ARM-R2 | -40°C to +125°C | 8-Lead MSOP | RM-8 | AZA |
| OP1177ARM-REEL | -40°C to +125°C | 8-Lead MSOP | RM-8 | AZA |
| OP2177AR | -40°C to +125°C | 8-Lead SOIC | R-8 | |
| OP2177AR-REEL | -40°C to +125°C | 8-Lead SOIC | R-8 | |
| OP2177AR-REEL7 | -40°C to +125°C | 8-Lead SOIC | R-8 | |
| OP2177ARM-R2 | -40°C to +125°C | 8-Lead MSOP | RM-8 | B2A |
| OP2177ARM-REEL | -40°C to +125°C | 8-Lead MSOP | RM-8 | B2A |
| OP4177AR | -40°C to +125°C | 14-Lead SOIC | R-14 | |
| OP4177AR-REEL | -40°C to +125°C | 14-Lead SOIC | R-14 | |
| OP4177AR-REEL7 | -40°C to +125°C | 14-Lead SOIC | R-14 | |
| OP4177ARU | -40°C to +125°C | 14-Lead TSSOP | RU-14 | |
| OP4177ARU-REEL | -40°C to +125°C | 14-Lead TSSOP | RU-14 | |

A7. Converter A/D, AD974



4-Channel, 16-Bit, 200 kSPS Data Acquisition System

AD974

FEATURES

- Fast 16-Bit ADC with 200 kSPS Throughput
- Four Single-Ended Analog Input Channels
- Single +5 V Supply Operation
- Input Ranges: 0 V to +4 V, 0 V to +5 V and ± 10 V
- 120 mW Max Power Dissipation
- Power-Down Mode 50 μ W
- Choice of External or Internal 2.5 V Reference
- On-Chip Clock
- Power-Down Mode

GENERAL DESCRIPTION

The AD974 is a four-channel, data acquisition system with a serial interface. The part contains an input multiplexer, a high-speed 16-bit sampling ADC and a +2.5 V reference. All of this operates from a single +5 V power supply that also has a power-down mode. The part will accommodate 0 V to +4 V, 0 V to +5 V or ± 10 V analog input ranges.

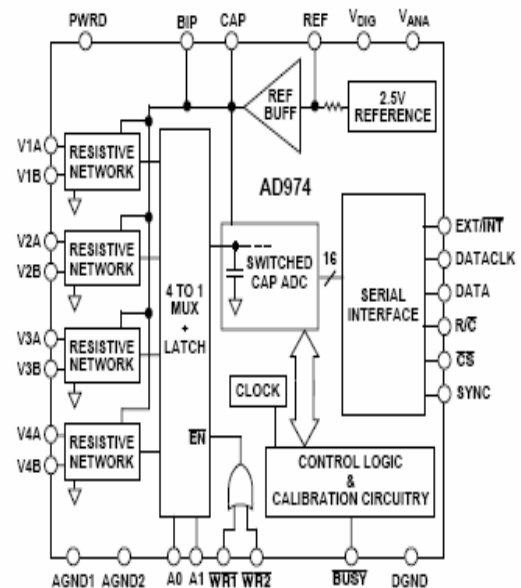
The interface is designed for an efficient transfer of data while requiring a low number of interconnects.

The AD974 is comprehensively tested for ac parameters such as SNR and THD, as well as the more traditional parameters of offset, gain and linearity.

The AD974 is fabricated on Analog Devices' BiCMOS process, which has high performance bipolar devices along with CMOS transistors.

The AD974 is available in 28-lead DIP, SOIC and SSOP packages.

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



PRODUCT HIGHLIGHTS

1. The AD974 is a complete data acquisition system combining a four-channel multiplexer, a 16-bit sampling ADC and a +2.5 V reference on a single chip.
2. The part operates from a single +5 V supply and also has a power-down feature.
3. Interfacing to the AD974 is simple with a low number of interconnect signals.
4. The AD974 is comprehensively specified for ac parameters such as SNR and THD, as well as dc parameters such as linearity and offset and gain errors.

AD974—SPECIFICATIONS (-40°C to +85°C, $f_s = 200$ kHz, $V_{DIG} = V_{ANA} = +5$ V, unless otherwise noted)

| Parameter | Conditions | A Grade | | | B Grade | | | Units | |
|---|----------------------|--|-----------|------|---------------|------------|------|------------------|--------|
| | | Min | Typ | Max | Min | Typ | Max | | |
| RESOLUTION | | 16 | | | 16 | | | Bits | |
| ANALOG INPUT | | ± 10 V, 0 V to +4 V, 0 V to +5 V (See Table I) | | | | | | | |
| Voltage Range | Channel On or Off | ± 10 V, 0 V to +4 V, 0 V to +5 V (See Table I) | | | | | | | |
| Impedance | | | | | | | | | |
| Sampling Capacitance | | 40 | | | 40 | | | pF | |
| THROUGHPUT SPEED | | | | | | | | | |
| Complete Cycle (Acquire and Convert) | | 5 | | | 5 | | | μ s | |
| Throughput Rate | | 200 | | | 200 | | | kHz | |
| DC ACCURACY | | | | | | | | | |
| Integral Linearity Error | Internal Reference | ± 3 | | | ± 2.0 | | | LSB ¹ | |
| Differential Linearity Error | | -2 | $+3$ | | -1 | $+1.75$ | | LSB | |
| No Missing Codes | | 15 | | | 16 | | | Bits | |
| Transition Noise ² | | 1.0 | | | 1.0 | | | LSB | |
| Full-Scale Error ³ | | | ± 0.5 | | | ± 0.25 | | | % |
| Full-Scale Error Drift | | Internal Reference | ± 7 | | | ± 7 | | | ppm/°C |
| Full-Scale Error | | Ext. REF = +2.5 V | ± 0.5 | | | ± 0.25 | | | % |
| Full-Scale Error Drift | | Ext. REF = +2.5 V | ± 2 | | | ± 2 | | | ppm/°C |
| Bipolar Zero Error | | Bipolar Range | ± 10 | | | ± 10 | | | mV |
| Bipolar Zero Error Drift | | Bipolar Range | ± 2 | | | ± 2 | | | ppm/°C |
| Unipolar Zero Error | | Unipolar Ranges | ± 10 | | | ± 10 | | | mV |
| Unipolar Zero Error Drift | | Unipolar Ranges | ± 2 | | | ± 2 | | | ppm/°C |
| Channel-to-Channel Matching | | | ± 0.1 | | | ± 0.05 | | | % FSR |
| Recovery to Rated Accuracy After Power-Down ⁴ | | 2.2 μ F to CAP | 1 | | | 1 | | | ms |
| Power Supply Sensitivity $V_{ANA} = V_{DIG} = V_D$ | $V_D = 5$ V \pm 5% | ± 8 | | | ± 8 | | | LSB | |
| AC ACCURACY | | | | | | | | | |
| Spurious Free Dynamic Range | $f_{IN} = 20$ kHz | 90 | | | 96 | | | dB ⁵ | |
| Total Harmonic Distortion | $f_{IN} = 20$ kHz | -90 | | | -96 | | | dB | |
| Signal-to-(Noise+Distortion) | $f_{IN} = 20$ kHz | 83 | | | 85 | | | dB | |
| | -60 dB Input | 27 | | | 28 | | | dB | |
| Signal-to-Noise | $f_{IN} = 20$ kHz | 83 | | | 85 | | | dB | |
| Channel-to-Channel Isolation | $f_{IN} = 20$ kHz | -110 -100 | | | -110 -100 | | | dB | |
| Full Power Bandwidth ⁶ | | 1 | | | 1 | | | MHz | |
| -3 dB Input Bandwidth | | 2.7 | | | 2.7 | | | MHz | |
| SAMPLING DYNAMICS | | | | | | | | | |
| Aperture Delay | Full-Scale Step | 40 | | | 40 | | | ns | |
| Transient Response | | 1 | | | 1 | | | μ s | |
| Overvoltage Recovery ⁷ | | 150 | | | 150 | | | ns | |
| REFERENCE | | | | | | | | | |
| Internal Reference Voltage | | 2.48 | 2.5 | 2.52 | 2.48 | 2.5 | 2.52 | V | |
| Internal Reference Source Current | | 1 | | | 1 | | | μ A | |
| External Reference Voltage Range for Specified Linearity | Ext. REF = +2.5 V | 2.3 | 2.5 | 2.7 | 2.3 | 2.5 | 2.7 | V | |
| External Reference Current Drain | | 100 | | | 100 | | | μ A | |
| DIGITAL INPUTS | | | | | | | | | |
| Logic Levels | | | | | | | | | |
| V_{IL} | | -0.3 | | | -0.3 | | | V | |
| V_{IH} | | $+2.0$ | | | $+2.0$ | | | V | |
| I_{IL} | | ± 10 | | | ± 10 | | | μ A | |
| I_{IH} | | ± 10 | | | ± 10 | | | μ A | |

| Parameter | Conditions | A Grade | | | B Grade | | | Units | |
|--------------------------|--|-----------------------------------|-----|---------|---------|-----|---------------|--------------------|---|
| | | Min | Typ | Max | Min | Typ | Max | | |
| DIGITAL OUTPUTS | | | | | | | | | |
| Data Format | $I_{SINK} = 1.6 \text{ mA}$ $I_{SOURCE} = 500 \mu\text{A}$ High-Z State High-Z State $V_{OUT} = 0 \text{ V to } V_{DIG}$ | Serial 16 Bits Straight Binary | | | | | | | |
| Data Coding | | | | | | | | | |
| V_{OL} | | +4 | | | | +4 | +0.4 | | V |
| V_{OH} | | | | | | | | | |
| Output Capacitance | | 15 | | | 15 | | | pF | |
| Leakage Current | ± 5 | | | ± 5 | | | μA | | |
| POWER SUPPLIES | | | | | | | | | |
| Specified Performance | | | | | | | | | |
| V_{DIG} | | +4.75 | +5 | +5.25 | +4.75 | +5 | +5.25 | V | |
| V_{ANA} | | +4.75 | +5 | +5.25 | +4.75 | +5 | +5.25 | V | |
| I_{DIG} | | 4.5 | | | 4.5 | | | mA | |
| I_{ANA} | | 14 | | | 14 | | | mA | |
| Power Dissipation | | | | | | | | | |
| PWRD LOW | | 120 | | | 120 | | | mW | |
| PWRD HIGH | | 50 | | | 50 | | | μW | |
| TEMPERATURE RANGE | | | | | | | | | |
| Specified Performance | | | | | | | | | |
| | T_{MIN} to T_{MAX} | -40 | | | +85 | | | $^{\circ}\text{C}$ | |

NOTES

¹LSB means Least Significant Bit. With a $\pm 10 \text{ V}$ input, one LSB is $305 \mu\text{V}$.

²Typical rms noise at worst case transitions and temperatures.

³Full-Scale Error is expressed as the % difference between the actual full-scale code transition voltage and the ideal full-scale transition voltage, and includes the effect of offset error. For bipolar input, the Full-Scale Error is the worst case of either the -Full-Scale or +Full-Scale code transition voltage errors. For unipolar input ranges, Full-Scale Error is with respect to the +Full-Scale code transition voltage.

⁴External 2.5 V reference connected to REF.

⁵All specifications in dB are referred to a full-scale $\pm 10 \text{ V}$ input.

⁶Full-Power Bandwidth is defined as full-scale input frequency at which Signal-to-(Noise + Distortion) degrades to 60 dB, or 10 bits of accuracy.

⁷Recovers to specified performance after a $2 \times \text{FS}$ input overvoltage.

Specifications subject to change without notice.

TIMING SPECIFICATIONS ($f_s = 200 \text{ kHz}$, $V_{DIG} = V_{ANA} = +5 \text{ V}$, -40°C to $+85^{\circ}\text{C}$)

| Parameter | Symbol | Min | Typ | Max | Units |
|--|-------------|-----|-----|--------------|---------------|
| Convert Pulsewidth | t_1 | 50 | | | ns |
| $\overline{\text{R/C}}$, $\overline{\text{CS}}$ to $\overline{\text{BUSY}}$ Delay | t_2 | | | 100 | ns |
| $\overline{\text{BUSY}}$ LOW Time | t_3 | | | 4.0 | μs |
| $\overline{\text{BUSY}}$ Delay after End of Conversion | t_4 | | 50 | | ns |
| Aperture Delay | t_5 | | 40 | | ns |
| Conversion Time | t_6 | | 3.8 | 4.0 | μs |
| Acquisition Time | t_7 | 1.0 | | | μs |
| Throughput Time | $t_6 + t_7$ | | | 5 | μs |
| $\overline{\text{R/C}}$ Low to DATACLK Delay | t_8 | | 220 | | ns |
| DATACLK Period | t_9 | | 220 | | ns |
| DATA Valid Setup Time | t_{10} | 50 | | | ns |
| DATA Valid Hold Time | t_{11} | 20 | | | ns |
| EXT. DATACLK Period | t_{12} | 66 | | | ns |
| EXT. DATACLK HIGH | t_{13} | 20 | | | ns |
| EXT. DATACLK LOW | t_{14} | 30 | | | ns |
| $\overline{\text{R/C}}$, $\overline{\text{CS}}$ to EXT. DATACLK Setup Time | t_{15} | 20 | | $t_{12} + 5$ | ns |
| $\overline{\text{R/C}}$ to $\overline{\text{CS}}$ Setup Time | t_{16} | 10 | | | ns |
| EXT. DATACLK to SYNC Delay | t_{17} | 15 | | 66 | ns |
| EXT. DATACLK to DATA Valid Delay | t_{18} | 25 | | 66 | ns |
| $\overline{\text{CS}}$ to EXT. DATACLK Rising Edge Delay | t_{19} | 10 | | | ns |
| Previous DATA Valid after $\overline{\text{CS}}$, $\overline{\text{R/C}}$ Low | t_{20} | 3.5 | | | μs |
| $\overline{\text{BUSY}}$ to EXT. DATACLK Setup Time | t_{21} | 5 | | | ns |
| Final EXT. DATACLK to $\overline{\text{BUSY}}$ Rising Edge | t_{22} | | | 1.7 | μs |
| A0, A1 to $\overline{\text{WR1}}$, $\overline{\text{WR2}}$ Setup Time | t_{23} | 10 | | | ns |
| A0, A1 to $\overline{\text{WR1}}$, $\overline{\text{WR2}}$ Hold Time | t_{24} | 10 | | | ns |
| $\overline{\text{WR1}}$, $\overline{\text{WR2}}$ Pulsewidth | t_{25} | 50 | | | ns |

Specifications subject to change without notice.

A8. Converter DC/DC



DCP02 Series

For most current data sheet and other product information, visit www.burr-brown.com

Miniature, 2W Isolated UNREGULATED DC/DC CONVERTERS

FEATURES

- UP TO 89% EFFICIENCY
- THERMAL PROTECTION
- DEVICE-TO-DEVICE SYNCHRONIZATION
- SO-28⁽¹⁾ POWER DENSITY OF 106W/in³ (6.5W/cm³)
- EN55022 CLASS B EMC PERFORMANCE
- UL1950 RECOGNIZED
- JEDEC 14-PIN AND SO-28⁽¹⁾ PACKAGES

APPLICATIONS

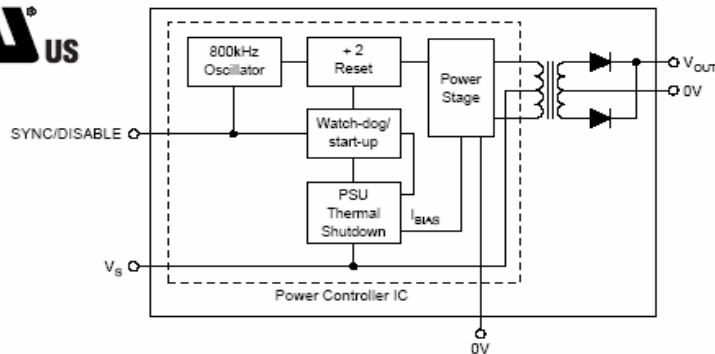
- POINT-OF-USE POWER CONVERSION
- GROUND LOOP ELIMINATION
- DATA ACQUISITION
- INDUSTRIAL CONTROL AND INSTRUMENTATION
- TEST EQUIPMENT

DESCRIPTION

The DCP02 series is a family of 2W, unregulated, isolated DC/DC converters. Requiring a minimum of external components and including on-chip device protection, the DCP02 series provides extra features such as output disable and synchronization of switching frequencies.

The use of a highly integrated package design results in highly reliable products with power densities of 79W/in³ (4.8W/cm³) for the 14-PDIP, and 106W/in³ (6.5W/cm³) for the SO-28⁽¹⁾. This combination of features and small size makes the DCP02 suitable for a wide range of applications.

NOTE: (1) SO-28 version available January, 2000.



International Airport Industrial Park • Mailing Address: PO Box 11400, Tucson, AZ 85734 • Street Address: 6730 S. Tucson Blvd., Tucson, AZ 85706 • Tel: (520) 746-1111
 Twx: 910-952-1111 • Internet: <http://www.burr-brown.com/> • Cable: BBRCORP • Telex: 066-6491 • FAX: (520) 889-1510 • Immediate Product Info: (800) 548-6132

SPECIFICATIONS

At $T_A = +25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified.

| PARAMETER | CONDITIONS | DCP02 SERIES | | | UNITS |
|---|---|--------------|----------------|-----|--------------------------------------|
| | | MIN | TYP | MAX | |
| OUTPUT Power Ripple | 100% Full Load O/P Capacitor = 1 μ F, 50% Load | | 2 20 | | W mVp-p |
| INPUT Voltage Range on V_S | | -10 | | 10 | % |
| ISOLATION Voltage | 1s Flash Test 80s Test, UL1950 ⁽¹⁾ | 1 1 | | | kVrms kVrms |
| LINE Regulation | | | 1 | | %/1% of V_S |
| SWITCHING/SYNCHRONIZATION Oscillator Frequency (f_{osc}) Sync Input Low Sync Input Current Disable Time Capacitance Loading on Sync Pin | Switching Frequency = $f_{osc}/2$ $V_{sync} = +2V$ External | 0 | 800 75 2 | 0.4 | kHz V μ A μ s pF |
| RELIABILITY Demonstrated | $T_A = +55^\circ\text{C}$ | 75 | | | FITS |
| THERMAL SHUTDOWN IC Temperature at Shutdown Shutdown Current | | | 150 3 | | $^\circ\text{C}$ mA |
| TEMPERATURE RANGE Operating | | -40 | | +85 | $^\circ\text{C}$ |

| PRODUCT | INPUT VOLTAGE (V) | | | OUTPUT VOLTAGE (V) | | | LOAD REGULATION (%) | | NO LOAD CURRENT (mA) | EFFICIENCY (%) | | BARRIER CAPACITANCE (pF) |
|--|-------------------|-----|------|-------------------------|----------|-------------|---------------------|-----|----------------------|----------------|-----------|--------------------------|
| | V_S | | | V_{NOM} | | | 10% TO 100% LOAD | | I_Q | 0% LOAD | 100% LOAD | C_{ISO} |
| | | | | 75% LOAD ⁽²⁾ | | | | | | | | $V_{ISO} = 750V_{RMS}$ |
| | MIN | TYP | MAX | MIN | TYP | MAX | TYP | MAX | TYP | TYP | TYP | TYP |
| DCP020503P ⁽³⁾ , U ⁽³⁾ | 4.5 | 5 | 5.5 | 3.13 | 3.3 | 3.46 | 19 | 30 | 18 | 74 | | 26 |
| DCP020505P, U ⁽⁴⁾ | 4.5 | 5 | 5.5 | 4.75 | 5 | 5.25 | 14 | 20 | 18 | 80 | | 22 |
| DCP020507P, U ⁽⁴⁾ | 4.5 | 5 | 5.5 | 6.65 | 7 | 7.35 | 14 | 25 | 20 | 81 | | 30 |
| DCP020509P, U ⁽⁴⁾ | 4.5 | 5 | 5.5 | 8.55 | 9 | 9.45 | 12 | 20 | 23 | 82 | | 31 |
| DCP020515DP, U ⁽⁴⁾ | 4.5 | 5 | 5.5 | ± 14.25 | ± 15 | ± 15.75 | 11 | 20 | 27 | 85 | | 24 |
| DCP021205P, U ⁽⁴⁾ | 10.8 | 12 | 13.2 | 4.75 | 5 | 5.25 | 7 | 15 | 14 | 83 | | 33 |
| DCP021212P | 10.8 | 12 | 13.2 | 11.4 | 12 | 12.6 | 7 | 20 | 15 | 87 | | 47 |
| DCP021212DP | 10.8 | 12 | 13.2 | ± 11.4 | ± 12 | ± 12.6 | 6 | 20 | 16 | 88 | | 35 |
| DCP021515P | 13.5 | 15 | 16.5 | 14.25 | 15 | 15.75 | 6 | 20 | 15 | 88 | | 42 |
| DCP022405P | 21.6 | 24 | 26.4 | 4.85 | 5 | 5.35 | 6 | 10 | 13 | 81 | | 33 |
| DCP022405DP | 21.6 | 24 | 26.4 | ± 4.75 | ± 5 | ± 5.25 | 6 | 15 | 12 | 80 | | 22 |
| DCP022415DP | 21.6 | 24 | 26.4 | ± 14.25 | ± 15 | ± 15.75 | 6 | 20 | 16 | 79 | | 44 |

NOTES: (1) During UL1950 recognition tests only. (2) 100% Load Current = $2W/V_{NOM}$ TYP. (3) DCP020503P and U models available January, 2000. (4) SO-28 version available January, 2000.

A9. Converter USB-SERIAL, FT232BM



The FT232BM is the 2nd generation of FTDI's popular USB UART I.C. This device not only adds extra functionality to its FT8U232AM predecessor and reduces external component count, but also maintains a high degree of pin compatibility with the original, making it easy to upgrade or cost reduce existing designs as well as increasing the potential for using the device in new application areas.

1.0 Features

HARDWARE FEATURES

- Single Chip USB ⇔ Asynchronous Serial Data Transfer
- Full Handshaking & Modem Interface Signals
- UART I/F Supports 7 / 8 Bit Data, 1 / 2 Stop Bits and Odd/Even/Mark/Space/No Parity
- Data rate 300 => 3M Baud (TTL)
- Data rate 300 => 1M Baud (RS232)
- Data rate 300 => 3M Baud (RS422/RS485)
- 384 Byte Receive Buffer / 128 Byte Transmit Buffer for high data throughput
- Adjustable RX buffer timeout
- Fully Assisted Hardware or X-On / X-Off Handshaking
- In-built support for event characters and line break condition
- Auto Transmit Buffer control for RS485
- Support for USB Suspend / Resume through SLEEP# and RI# pins
- Support for high power USB Bus powered devices through PWREN# pin
- Integrated level converter on UART and control signals for interfacing to 5V and 3.3V logic
- Integrated 3.3V regulator for USB IO
- Integrated Power-On-Reset circuit
- Integrated 6MHz – 48Mhz clock multiplier PLL
- USB Bulk or Isochronous data transfer modes
- 4.35V to 5.25V single supply operation
- UHCI / OHCI / EHCI host controller compatible
- USB 1.1 and USB 2.0 compatible
- USB VID, PID, Serial Number and Product Description strings in external EEPROM
- EEPROM programmable on-board via USB
- Compact 32-LD LQFP package

VIRTUAL COM PORT (VCP) DRIVERS for

- Windows 98 and Windows 98 SE
- Windows 2000 / ME / XP
- Windows CE
- MAC OS-8 and OS-9
- MAC OS-X
- Linux 2.40 and greater

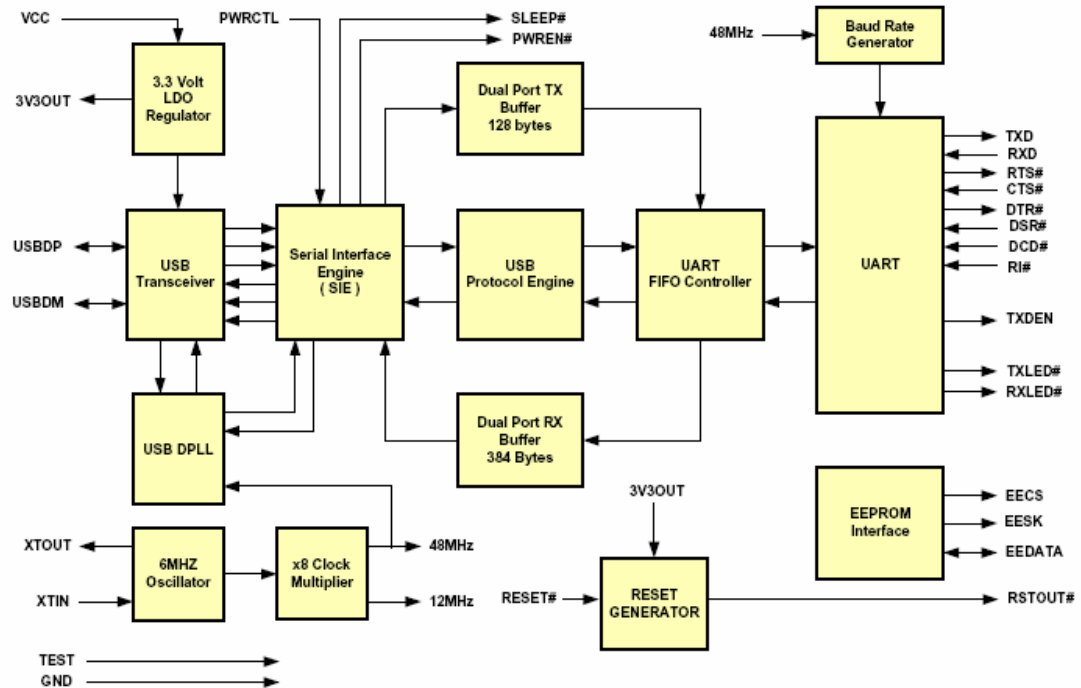
D2XX (USB Direct Drivers + DLL S/W Interface)

- Windows 98 and Windows 98 SE
- Windows 2000 / ME / XP

APPLICATION AREAS

- USB ⇔ RS232 Converters
- USB ⇔ RS422 / RS485 Converters
- Upgrading RS232 Legacy Peripherals to USB
- Cellular and Cordless Phone USB data transfer cables and interfaces
- Interfacing MCU based designs to USB
- USB Audio and Low Bandwidth Video data transfer
- PDA ⇔ USB data transfer
- USB Smart Card Readers
- Set Top Box (S.T.B.) PC - USB interface
- USB Hardware Modems
- USB Wireless Modems
- USB Instrumentation
- USB Bar Code Readers

3.0 Block Diagram (Simplified)



3.1 Functional Block Descriptions

- 3.3V LDO Regulator**
 The 3.3V LDO Regulator generates the 3.3 volt reference voltage for driving the USB transceiver cell output buffers. It requires an external decoupling capacitor to be attached to the 3V3OUT regulator output pin. It also provides 3.3V power to the RSTOUT# pin. The main function of this block is to power the USB Transceiver and the Reset Generator Cells rather than to power external logic. However, external circuitry requiring 3.3V nominal at a current of not greater than 5mA could also draw its power from the 3V3OUT pin if required.
- USB DPLL**
 The USB DPLL cell locks on to the incoming NRZI USB data and provides separate recovered clock and data signals to the SIE block.
- 6MHz Oscillator**
 The 6MHz Oscillator cell generates a 6MHz reference clock input to the x8 Clock multiplier from an external 6MHz crystal or ceramic resonator.
- USB Transceiver**
 The USB Transceiver Cell provides the USB 1.1 / USB 2.0 full-speed physical interface to the USB cable. The output drivers provide 3.3 volt level slew rate control signalling, whilst a differential receiver and two single ended receivers provide USB data in, SEO and USB Reset condition detection.
- USB DPLL**
 The USB DPLL cell locks on to the incoming NRZI USB data and provides separate recovered clock and data signals to the SIE block.
- 6MHz Oscillator**
 The 6MHz Oscillator cell generates a 6MHz reference clock input to the x8 Clock multiplier from an external 6MHz crystal or ceramic resonator.

ADM660/ADM8660

FEATURES

- ADM660: Inverts or Doubles Input Supply Voltage
- ADM8660: Inverts Input Supply Voltage
- 100 mA Output Current
- Shutdown Function (ADM8660)
- 2.2 μF or 10 μF Capacitors
- 0.3 V Drop at 30 mA Load
- +1.5 V to +7 V Supply
- Low Power CMOS: 600 μA Quiescent Current
- Selectable Charge Pump Frequency (25 kHz/120 kHz)
- Pin Compatible Upgrade for MAX660, MAX665, ICL7660
- Available in 16-Lead TSSOP Package

APPLICATIONS

- Handheld Instruments
- Portable Computers
- Remote Data Acquisition
- Op Amp Power Supplies

GENERAL DESCRIPTION

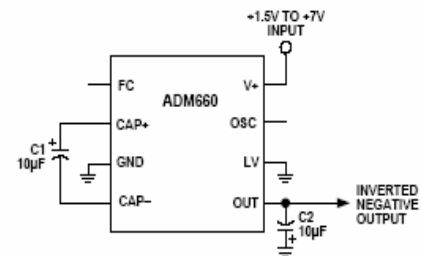
The ADM660/ADM8660 is a charge-pump voltage converter that can be used to either invert the input supply voltage giving $V_{\text{OUT}} = -V_{\text{IN}}$ or double it (ADM660 only) giving $V_{\text{OUT}} = 2 \times V_{\text{IN}}$.

Input voltages ranging from +1.5 V to +7 V can be inverted into a negative -1.5 V to -7 V output supply. This inverting scheme is ideal for generating a negative rail in single power supply systems. Only two small external capacitors are needed for the charge pump. Output currents up to 50 mA with greater than 90% efficiency are achievable, while 100 mA achieves greater than 80% efficiency.

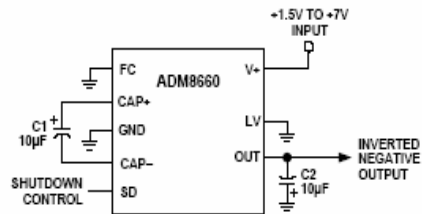
A Frequency Control (FC) input pin is used to select either 25 kHz or 120 kHz charge-pump operation. This is used to optimize capacitor size and quiescent current. With 25 kHz selected, a 10 μF external capacitor is suitable, while with 120 kHz the capacitor may be reduced to 2.2 μF . The oscillator frequency on the ADM660 can also be controlled with an external capacitor connected to the OSC input or by driving this input with an external clock. In applications where a higher supply voltage is desired it is possible to use the ADM660 to double the input voltage. With input voltages from 2.5 V to 7 V, output voltages from 5 V to 14 V are achievable with up to 100 mA output current.

The ADM8660 features a low power shutdown (SD) pin instead of the external oscillator (OSC) pin. This can be used to disable the device and reduce the quiescent current to 300 nA.

TYPICAL CIRCUIT CONFIGURATIONS



Voltage Inverter Configuration (ADM660)



Voltage Inverter Configuration with Shutdown (ADM8660)

The ADM660 is a pin compatible upgrade for the MAX660, MAX665, ICL7660 and LTC1046.

The ADM660/ADM8660 is available in 8-pin DIP and narrow-body SOIC. The ADM660 is also available in a 16-lead TSSOP package.

ADM660/ADM8660 Options

| Option | ADM660 | ADM8660 |
|---------------------|--------|---------|
| Inverting Mode | Y | Y |
| Doubling Mode | Y | N |
| External Oscillator | Y | N |
| Shutdown | N | Y |
| Package Options | | |
| SO-8 | Y | Y |
| N-8 | Y | Y |
| RU-16 | Y | N |

ADM660/ADM8660—SPECIFICATIONS (V+ = +5 V, C1, C2 = 10 μ F,¹ T_A = T_{MIN} to T_{MAX} unless otherwise noted)

| Parameter | Min | Typ | Max | Units | Test Conditions/Comments |
|--|-----|----------|-----|----------|--|
| Input Voltage, V+ | 3.5 | | 7.0 | V | R _L = 1 k Ω Inverting Mode, LV = Open |
| | 1.5 | | 7.0 | V | Inverting Mode, LV = GND |
| | 2.5 | | 7.0 | V | Doubling Mode, LV = OUT |
| Supply Current | | 0.6 | 1 | mA | No Load FC = Open (ADM660), GND (ADM8660) |
| | | 2.5 | 4.5 | mA | FC = V+, LV = Open |
| Output Current | 100 | | | mA | |
| Output Resistance | | 9 | 15 | Ω | I _L = 100 mA |
| Charge-Pump Frequency | | 25 | | kHz | FC = Open (ADM660), GND (ADM8660) |
| OSC Input Current | | 120 | | kHz | FC = V+ |
| | | ± 5 | | μ A | FC = Open (ADM660), GND (ADM8660) |
| | | ± 25 | | μ A | FC = V+ |
| Power Efficiency (FC = Open) | 90 | 94 | | % | R _L = 1 k Ω Connected from V+ to OUT |
| | 90 | 93 | | % | R _L = 500 Ω Connected from OUT to GND |
| | | 81.5 | | % | I _L = 100 mA to GND |
| Voltage Conversion Efficiency | 99 | 99.96 | | % | No Load |
| Shutdown Supply Current, I _{SHDN} | | 0.3 | 5 | μ A | ADM8660, SHDN = V+ |
| Shutdown Input Voltage, V _{SHDN} | 2.4 | | | V | SHDN High = Disabled |
| | | | 0.8 | V | SHDN Low = Enabled |
| Shutdown Exit Time | | 500 | | μ s | I _L = 100 mA |

NOTES

¹C1 and C2 are low ESR (<0.2 Ω) electrolytic capacitors. High ESR will degrade performance.

Specifications subject to change without notice.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS*

(T_A = +25°C unless otherwise noted)

| | |
|---------------------------------------|---|
| Input Voltage (V+ to GND, GND to OUT) | +7.5 V |
| LV Input Voltage | (OUT - 0.3 V) to (V+, +0.3 V) |
| FC and OSC Input Voltage | (OUT - 0.3 V) or (V+, -6 V) to (V+, +0.3 V) |
| OUT, V+ Output Current (Continuous) | 120 mA |
| Output Short Circuit Duration to GND | 10 secs |
| Power Dissipation, N-8 | 625 mW (Derate 8.3 mW/°C above +50°C) |
| θ_{JA} , Thermal Impedance | 120°C/W |
| Power Dissipation R-8 | 450 mW (Derate 6 mW/°C above +50°C) |
| θ_{JA} , Thermal Impedance | 170°C/W |
| Power Dissipation RU-16 | 500 mW (Derate 6 mW/°C above +50°C) |
| θ_{JA} , Thermal Impedance | 158°C/W |
| Operating Temperature Range | |
| Industrial (A Version) | -40°C to +85°C |
| Storage Temperature Range | -65°C to +150°C |

| | |
|---|---------|
| Lead Temperature Range (Soldering 10 sec) | +300°C |
| Vapor Phase (60 sec) | +215°C |
| Infrared (15 sec) | +220°C |
| ESD Rating | >2000 V |

*This is a stress rating only; functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operation section of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

ORDERING GUIDE

| Model | Temperature Range | Package Options* |
|-----------|-------------------|------------------|
| ADM660AN | -40°C to +85°C | N-8 |
| ADM660AR | -40°C to +85°C | SO-8 |
| ADM660ARU | -40°C to +85°C | RU-16 |
| ADM8660AN | -40°C to +85°C | N-8 |
| ADM8660AR | -40°C to +85°C | SO-8 |

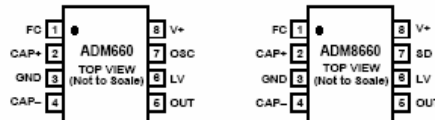
*N = Plastic DIP; RU = Thin Shrink Small Outline; SO = Small Outline.

PIN FUNCTION DESCRIPTIONS

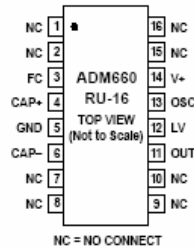
| Inverter Configuration | | Doubler Configuration (ADM660 Only) | |
|------------------------|---|-------------------------------------|---|
| Mnemonic | Function | Mnemonic | Function |
| FC | Frequency Control Input for Internal Oscillator and Charge Pump. With FC = Open (ADM660) or connected to GND (ADM8660), $f_{CP} = 25$ kHz; with FC = V+, $f_{CP} = 120$ kHz | FC | Frequency Control Input for Internal Oscillator and Charge Pump. With FC = Open, $f_{CP} = 25$ kHz; with FC = V+, $f_{CP} = 120$ kHz. |
| CAP+ | Positive Charge-Pump Capacitor Terminal. | CAP+ | Positive Charge-Pump Capacitor Terminal. |
| GND | Power Supply Ground. | GND | Positive Input Supply. |
| CAP- | Negative Charge-Pump Capacitor Terminal. | CAP- | Negative Charge-Pump Capacitor Terminal. |
| OUT | Output, Negative Voltage. | OUT | Ground. |
| LV | Low Voltage Operation Input. Connect to GND when input voltage is less than 3.5 V. Above 3.5 V, LV may be connected to GND or left unconnected. | LV | Low Voltage Operation Input. Connect to OUT. |
| OSC | ADM660: Oscillator Control Input. OSC is connected to an internal 15 pF capacitor. An external capacitor may be connected to slow the oscillator. An external oscillator may also be used to overdrive OSC. The charge-pump frequency is equal to 1/2 the oscillator frequency. | OSC | Must be left unconnected in this mode. |
| SD | ADM8660: Shutdown Control Input. This input, when high, is used to disable the charge pump thereby reducing the power consumption. | V+ | Doubled Positive Output. |
| V+ | Positive Power Supply Input. | | |

PIN CONNECTIONS

8-Lead



16-Lead



General Description

1.2 Introduction

The MC68HC908GP32 is a member of the low-cost, high-performance M68HC08 Family of 8-bit microcontroller units (MCUs). All MCUs in the family use the enhanced M68HC08 central processor unit (CPU08) and are available with a variety of modules, memory sizes and types, and package types.

1.3 Features

For convenience, features have been organized to reflect:

- Standard features of the MC68HC908GP32
- Features of the CPU08

1.3.1 Standard Features of the MC68HC908GP32

- High-performance M68HC08 architecture optimized for C-compilers
- Fully upward-compatible object code with M6805, M146805, and M68HC05 Families
- 8-MHz internal bus frequency
- FLASH program memory security¹
- On-chip programming firmware for use with host personal computer which does not require high voltage for entry
- In-system programming
- System protection features:
 - Optional computer operating properly (COP) reset
 - Low-voltage detection with optional reset and selectable trip points for 3.0-V and 5.0-V operation
 - Illegal opcode detection with reset
 - Illegal address detection with reset

- Low-power design; fully static with stop and wait modes
- Standard low-power modes of operation:
 - Wait mode
 - Stop mode
- Master reset pin and power-on reset (POR)
- 32 Kbytes of on-chip FLASH memory with in-circuit programming capabilities of FLASH program memory
- 512 bytes of on-chip random-access memory (RAM)
- Serial peripheral interface module (SPI)
- Serial communications interface module (SCI)
- Two 16-bit, 2-channel timer interface modules (TIM1 and TIM2) with selectable input capture, output compare, and PWM capability on each channel
- 8-channel, 8-bit successive approximation analog-to-digital converter (ADC)
- BREAK module (BRK) to allow single breakpoint setting during in-circuit debugging
- Internal pullups on \overline{TRQ} and \overline{RST} to reduce customer system cost
- Clock generator module with on-chip 32-kHz crystal compatible PLL (phase-lock loop)
- Up to 33 general-purpose input/output (I/O) pins, including:
 - 26 shared-function I/O pins
 - Five or seven dedicated I/O pins, depending on package choice
- Selectable pullups on inputs only on ports A, C, and D. Selection is on an individual port bit basis. During output mode, pullups are disengaged.
- High current 10-mA sink/10-mA source capability on all port pins
- Higher current 15-mA sink/source capability on PTC0–PTC4
- Timebase module with clock prescaler circuitry for eight user selectable periodic real-time interrupts with optional active clock source during stop mode for periodic wakeup from stop using an external 32-kHz crystal

- Oscillator stop mode enable bit (OSCSTOPENB) in the CONFIG register to allow user selection of having the oscillator enabled or disabled during stop mode
- 8-bit keyboard wakeup port
- 5-mA maximum current injection on all port pins to maintain input protection
- 40-pin plastic dual-in-line package (PDIP), 42-pin shrink dual-in-line package (SDIP), or 44-pin quad flat pack (QFP)
- Specific features of the MC68HC908GP32 in 40-pin PDIP are:
 - Port C is only 5 bits: PTC0–PTC4
 - Port D is only 6 bits: PTD0–PTD5; single 2-channel TIM module
- Specific features of the MC68HC908GP32 in 42-pin SDIP are:
 - Port C is only 5 bits: PTC0–PTC4
 - Port D is 8 bits: PTD0–PTD7; dual 2-channel TIM modules
- Specific features of the MC68HC908GP32 in 44-pin QFP are:
 - Port C is 7 bits: PTC0–PTC6
 - Port D is 8 bits: PTD0–PTD7; dual 2-channel TIM modules

1.3.2 Features of the CPU08

Features of the CPU08 include:

- Enhanced HC05 programming model
- Extensive loop control functions
- 16 addressing modes (eight more than the HC05)
- 16-bit index register and stack pointer
- Memory-to-memory data transfers
- Fast 8 × 8 multiply instruction
- Fast 16/8 divide instruction
- Binary-coded decimal (BCD) instructions
- Optimization for controller applications
- Efficient C language support

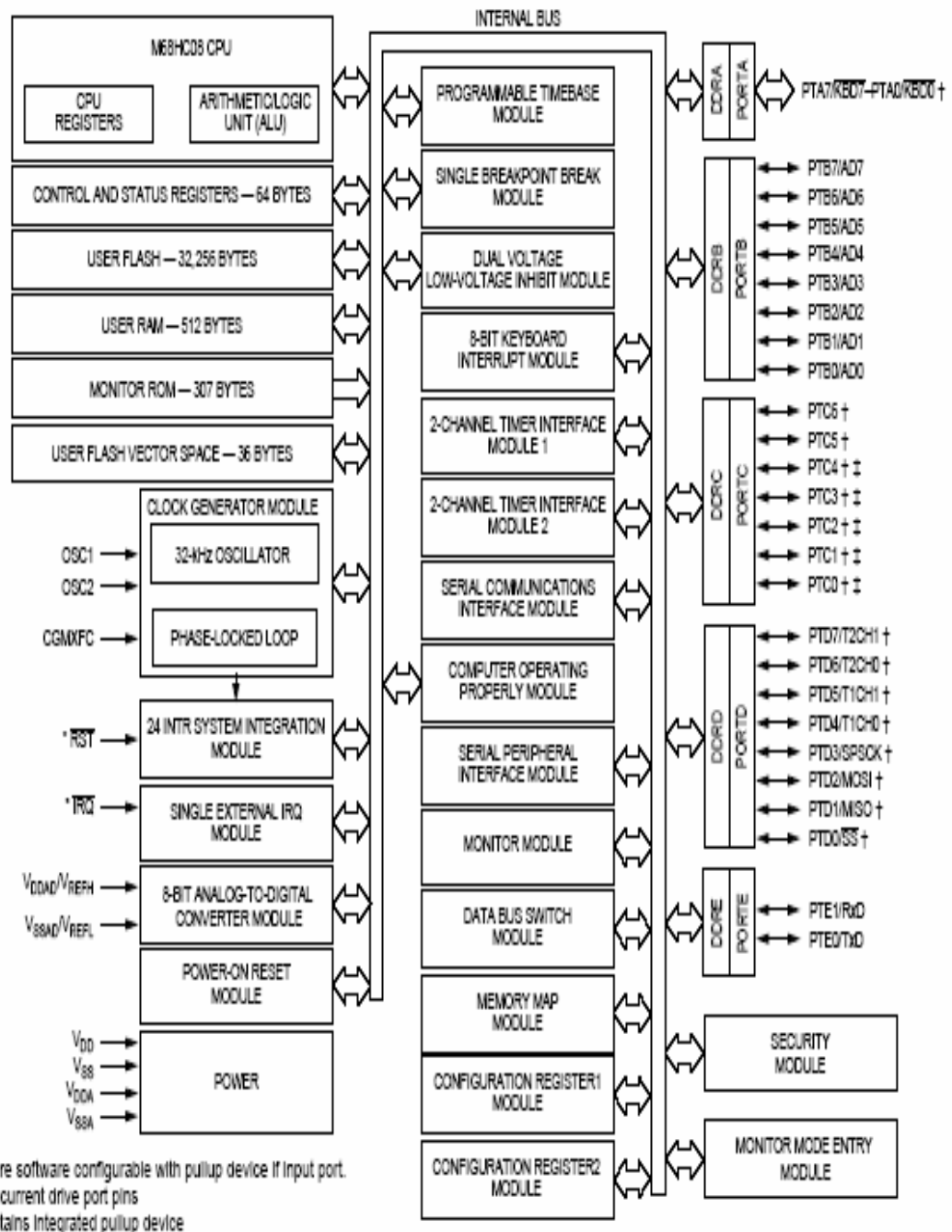
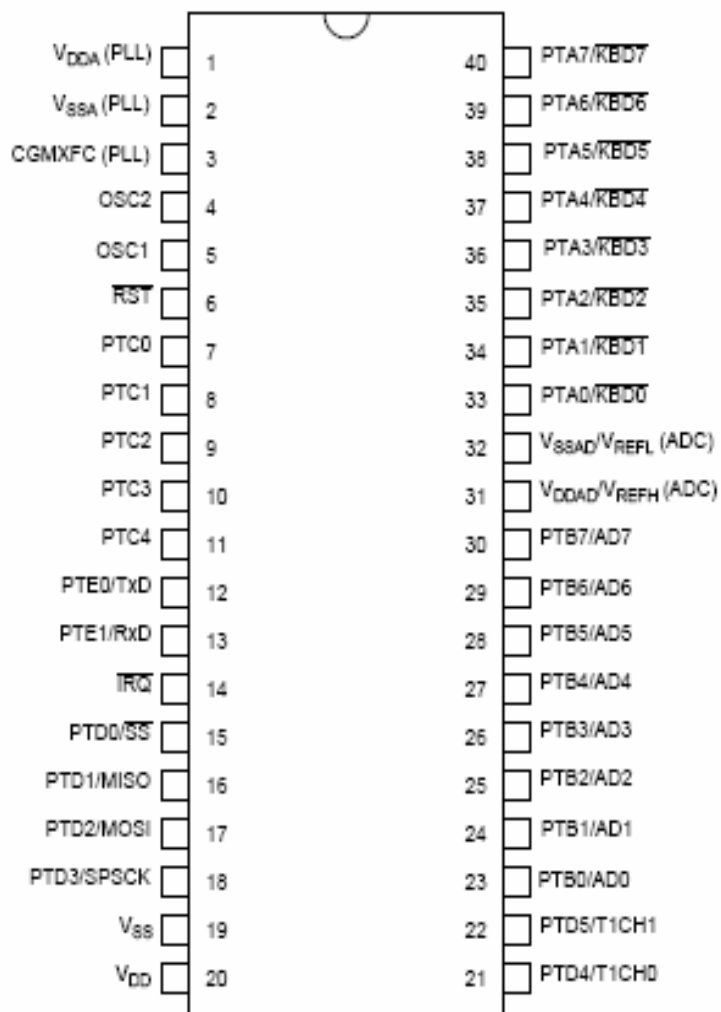


Figure 1-1. MCU Block Diagram

Pin Assignments



| Pins not available on 40-pin package | Internal connection |
|--------------------------------------|---------------------|
| PTC5 | Connected to ground |
| PTC6 | Connected to ground |
| PTD6/T2CH0 | Unconnected |
| PTD7/T2CH1 | Unconnected |

A12. Regulador conmutado, PT5062

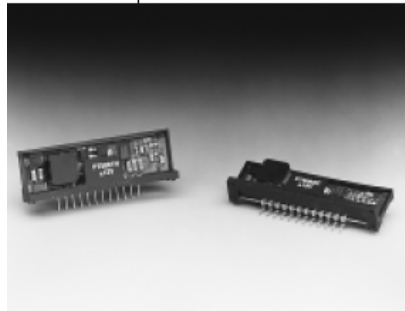
For assistance or to order, call (800) 531-5782

Application Notes
Mechanical Outline
Product Selector Guide

PT5060 Series

**+5V to ±12V/15V 9W DUAL OUTPUT
 INTEGRATED SWITCHING REGULATOR**

Revised 5/15/98



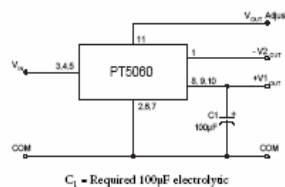
- Dual Outputs:
 +12V @ 0.5A
 -12V @ 0.25A
- Wide Input Voltage Range:
- 85% Efficiency
- Adjustable Output Voltage
- Laser-trimmed Output Voltage

The Power Trends' PT5060 Series is a dual output Integrated Switching

Regulator (ISR) designed for use in +5 volt systems that require low power ±12 or ±15 volt rails. They can be used to power such application circuits as D/A and A/D converters, Op Amps, and interface logic. Both output voltages can be easily adjusted with one external resistor. These ISRs are offered in a low profile 12-pin SIP package in either vertical or horizontal through-hole or horizontal surface mount configurations.

Please note that this product does not include short-circuit protection.

Standard Application



Pin-Out Information

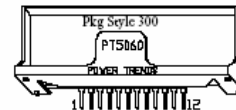
| Pin | Function |
|-----|-------------------------|
| 1 | -V ₂ out |
| 2 | GND |
| 3 | V _{in} |
| 4 | V _{in} |
| 5 | V _{in} |
| 6 | GND |
| 7 | GND |
| 8 | +V ₁ out |
| 9 | +V ₁ out |
| 10 | +V ₁ out |
| 11 | V _{out} Adjust |
| 12 | Do Not Connect |

Ordering Information

PT5061□ = ±12 Volts
 PT5062□ = ±15 Volts

PT Series Suffix (PT1234X)

| Case/Pin Configuration | |
|--------------------------|---|
| Vertical Through-Hole | N |
| Horizontal Through-Hole | A |
| Horizontal Surface Mount | C |



Specifications

| Characteristics (T _a = 25°C unless noted) | Symbols | Conditions | PT5060 SERIES | | | Units |
|---|-----------------------------------|---|------------------------------------|--------------------------|---------------------|------------------------------------|
| | | | Min | Typ | Max | |
| Output Current | I _o | Over V _{in} range | V _o =+12V 0.05 | — | 0.50 | A |
| | | | V _o =-12V 0.05* | — | 0.25 | A |
| | | | V _o =+15V 0.05 | — | 0.40 | A |
| | | | V _o =-15V 0.05* | — | 0.20 | A |
| Current Limit** | I _d | V _{in} = +5V | — | 1.5 I _o max** | — | A |
| Inrush Current | I _r | V _{in} = +5V @ max I _o On start up | — | 5.5 | — | A |
| | t _r | | — | 2 | — | mSec |
| Input Voltage Range | V _{in} | I _o = 0.1 to I _o max | 4.75 | — | V _o + 1V | V |
| Output Voltage Tolerance | ΔV _o | Over V _{in} and I _o ranges T _a = 0°C to +70°C | +V _o -V _o | ±1.5 ±5 | ±3.0 ±10 | %V _o %V _o |
| Line Regulation | Reg _{line} | Over V _{in} range, I _o = 0.5A, V _o = +12V | — | ±0.5 | ±1.0 | %V _o |
| Load Regulation | Reg _{load} | 0.1 < I _o < I _o max, V _{in} = +5V, V _o = +12V | — | ±0.5 | ±1.0 | %V _o |
| V _o Ripple/Noise | V _n | V _{in} = +5V, I _o = I _o max | +V _o -V _o | ±1.5 ±2.0 | ±3 ±3 | %V _o %V _o |
| Transient Response | t _r V _{on} | 25% load change V _o over/undershoot | — | 100 3.0 | — 5.0 | pSec %V _o |
| Efficiency | η | V _{in} = +5V, I _o = 0.25A each output | — | 85 | — | % |
| Switching Frequency | f _s | Over V _{in} and I _o ranges | — | 650 | — | kHz |
| Absolute Maximum Operating Temperature Range | T _a | — | 0 | — | +85 | °C |
| Recommended Operating Temperature Range | T _a | Free Air Convection (40-60LEFM) Over V _{in} and I _o ranges | 0 | — | +65*** | °C |
| Storage Temperature | T _s | — | -40 | — | +125 | °C |
| Mechanical Shock | | Per Mil-STD-883D, Method 2002.3, 1 msec, Half Sine, mounted to a fixture | — | 500 | — | G's |
| Mechanical Vibration | | Per Mil-STD-883D, Method 2007.2 20-2000 Hz, Soldered in a PC board | — | 15 | — | G's |
| Weight | | — | — | 6.5 | — | grams |

* Do not operate below minimum load.
 ** Boost topology ISRs are not short circuit protected.
 *** See SOA Curves.

A13. Regulador de voltaje, ADP667

ADP667

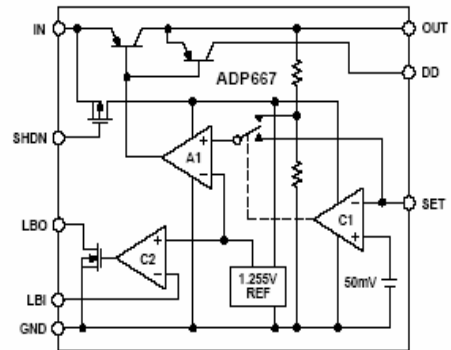
FEATURES

- Low-Dropout: 150 mV @ 200 mA
- Low Power CMOS: 20 μ A Quiescent Current
- Shutdown Mode: 0.2 μ A Quiescent Current
- 250 mA Output Current
- Pin Compatible with MAX667
- Stable with 10 μ F Load Capacitor
- Low Battery Detector
- Fixed +5 V or Adjustable Output
- +3.5 V to +16.5 V Input Range
- Dropout Detector Output

APPLICATIONS

- Handheld Instruments
- Cellular Telephones
- Battery Operated Devices
- Portable Equipment
- Solar Powered Instruments
- High Efficiency Linear Power Supplies

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



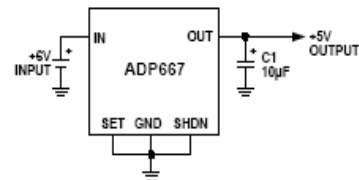
GENERAL DESCRIPTION

The ADP667 is a low-dropout precision voltage regulator that can supply up to 250 mA output current. It can be used to give a fixed +5 V output with no additional external components or can be adjusted from +1.3 V to +16 V using two external resistors. Fixed or adjustable operation is automatically selected via the SET input. The low quiescent current (20 μ A) in conjunction with the standby or shutdown mode (0.2 μ A) makes this device especially suitable for battery powered systems. The dropout voltage when supplying 100 μ A is only 5 mV allowing operation with minimal headroom and prolonging the battery useful life. At higher output current levels the dropout remains low increasing to just 150 mV when supplying 200 mA. A wide input voltage range from 3.5 V to 16.5 V is allowable.

Additional features include a dropout detector and a low supply/battery monitoring comparator. The dropout detector can be used to signal loss of regulation, while the low battery detector can be used to monitor the input supply voltage.

The ADP667 is a pin-compatible replacement for the MAX667. It is specified over the industrial temperature range -40°C to $+85^{\circ}\text{C}$ and is available in an 8-pin DIP and in narrow surface mount (SOIC) packages.

TYPICAL OPERATING CIRCUIT



ORDERING GUIDE

| Model | Temperature Range | Package Description | Package Option |
|----------|--|---------------------|----------------|
| ADP667AN | -40°C to $+85^{\circ}\text{C}$ | 8-Pin Plastic DIP | N-8 |
| ADP667AR | -40°C to $+85^{\circ}\text{C}$ | 8-Lead SOIC | SO-8 |

ADP667—SPECIFICATIONS ($V_{IN} = +9\text{ V}$, $GND = 0\text{ V}$, $V_{OUT} = +5\text{ V}$, $C_L = 10\text{ }\mu\text{F}$, $T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX} unless otherwise noted)

| Parameter | Min | Typ | Max | Units | Test Conditions/Comments |
|--|------------|---------------------|---------------------------------|---------------------------|--|
| Input Voltage, V_{IN} | 3.5 | | 16.5 | V | |
| Output Voltage, V_{OUT} Maximum Output Current | 4.8 250 | 5.0 | 5.2 | V mA | $V_{SET} = 0\text{ V}$, $V_{IN} = 6\text{ V}$, $I_{OUT} = 10\text{ mA}$ $V_{IN} = +6\text{ V}$, $+4.5\text{ V} < V_{OUT} < +5.5\text{ V}$ |
| Quiescent Current I_{GND} : Shutdown Mode | | 0.2 | 1 | μA | $V_{SHDN} = 2\text{ V}$, $T_A = +25^\circ\text{C}$ $T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX} |
| I_{GND} : Normal Mode | | | 2 | μA | $V_{SHDN} = 0\text{ V}$, $V_{SET} = 0\text{ V}$, $T_A = +25^\circ\text{C}$ |
| | | 20 | 25 | μA | $I_{OUT} = 0\text{ }\mu\text{A}$ |
| | | 20 | 30 | μA | $I_{OUT} = 100\text{ }\mu\text{A}$ |
| | | 5 | 15 | mA | $I_{OUT} = 200\text{ mA}$ $T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX} |
| | | | 35 | μA | $I_{OUT} = 0\text{ }\mu\text{A}$ |
| | | | 50 | μA | $I_{OUT} = 100\text{ }\mu\text{A}$ |
| | | | 20 | mA | $I_{OUT} = 200\text{ mA}$ |
| Dropout Voltage | | 5 | 60 | mV | $I_{OUT} = 100\text{ }\mu\text{A}$, $T_A = +25^\circ\text{C}$ |
| | | | 75 | mV | $T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX} |
| | | 150 | 250 | mV | $I_{OUT} = 200\text{ mA}$, $T_A = +25^\circ\text{C}$ |
| | | | 350 | mV | $T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX} |
| Load Regulation | | 50 | 100 | mV | $I_{OUT} = 10\text{ mA}$ – 200 mA , $V_{IN} = 6\text{ V}$, $T_A = +25^\circ\text{C}$ |
| | | | 250 | mV | $T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX} |
| Line Regulation | | 5 | 10 | mV | $V_{IN} = 6\text{ V}$ to 10 V , $I_{OUT} = 10\text{ mA}$, $T_A = +25^\circ\text{C}$ |
| | | | 15 | mV | $T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX} |
| SET Reference Voltage, V_{SET} SET Input Leakage Current, I_{SET} | 1.23 | 1.255 ± 0.01 | 1.28 ± 10 ± 1000 | V nA nA | $V_{SET} = 1.5\text{ V}$, $T_A = +25^\circ\text{C}$ $T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX} |
| Output Leakage Current, I_{OUT} Short-Circuit Current, I_{OUT} | | 0.1 | 1 400 450 | μA mA mA | $V_{SHDN} = 2\text{ V}$ $T_A = +25^\circ\text{C}$ $T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX} |
| Low Battery Detector Input Threshold, V_{LBI} LBI Input Leakage Current, I_{LBI} | 1.215 | 1.255 ± 0.01 | 1.295 ± 10 ± 1000 | V nA nA | $V_{LBI} = 1.5\text{ V}$, $T_A = +25^\circ\text{C}$ $T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX} |
| Low Battery Detector Output Voltage, V_{LBO} | | | 0.25 0.40 | V V | $V_{LBI} < 1.215\text{ V}$, $I_{LBO} = 10\text{ mA}$, $T_A = +25^\circ\text{C}$ $T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX} |
| Shutdown Input Threshold Voltage, V_{SHDN} Shutdown Input Leakage Current, I_{SHDN} | 1.5 | ± 0.01 | ± 10 ± 1000 | V nA nA | $V_{SHDN} = 0\text{ V}$ to V_{IN} , $T_A = +25^\circ\text{C}$ $T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX} |
| Dropout Detector Output Voltage | | | 0.25 | V | ($V_{SET} = 0\text{ V}$, $V_{SHDN} = 0\text{ V}$, $R_{DD} = 100\text{ k}\Omega$ $V_{IN} = 7\text{ V}$, $I_{OUT} = 10\text{ mA}$) ($V_{SET} = 0\text{ V}$, $V_{SHDN} = 0\text{ V}$, $R_{DD} = 100\text{ k}\Omega$ $V_{IN} = 4.5\text{ V}$, $I_{OUT} = 10\text{ mA}$) |
| | 4.0 | | | | |

Specifications subject to change without notice.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS*

($T_A = +25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

| | |
|--|------------------------------------|
| Input Voltage, V_{IN} | +18 V |
| Output Short Circuit to GND Duration | 1 sec |
| LBO Output Sink Current | 50 mA |
| LBO Output Voltage | GND to V_{OUT} |
| SHDN Input Voltage | -0.3 V ($V_{IN} + 0.3\text{ V}$) |
| LBI, SET Input Voltage | -0.3 V ($V_{IN} + 0.3\text{ V}$) |
| Power Dissipation, N-8 | 625 mW |
| (Derate 8.3 mW/ $^\circ\text{C}$ above $+50^\circ\text{C}$) | |
| θ_{JA} , Thermal Impedance | 120 $^\circ\text{C}/\text{W}$ |

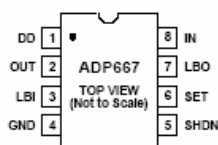
| | |
|--|---|
| Power Dissipation, SO-8 | 450 mW |
| (Derate 6 mW/ $^\circ\text{C}$ above $+50^\circ\text{C}$) | |
| θ_{JA} , Thermal Impedance | 170 $^\circ\text{C}/\text{W}$ |
| Operating Temperature Range | |
| Industrial (A Version) | -40 $^\circ\text{C}$ to +85 $^\circ\text{C}$ |
| Storage Temperature Range | -65 $^\circ\text{C}$ to +150 $^\circ\text{C}$ |
| Lead Temperature (Soldering, 10 sec) | +300 $^\circ\text{C}$ |
| Vapor Phase (60 sec) | +215 $^\circ\text{C}$ |
| Infrared (15 sec) | +220 $^\circ\text{C}$ |
| ESD Rating | > 6000 V |

*This is a stress rating only and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operation sections of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods of time may affect reliability.

PIN FUNCTION DESCRIPTION

| Mnemonic | Function |
|----------|--|
| DD | Dropout Detector Output. PNP collector output which sources current as dropout is reached. |
| V_{IN} | Voltage Regulator Input. |
| GND | Ground Pin. Must be connected to 0 V. |
| LBI | Low Battery Detect Input. Compared with 1.255 V. |
| LBO | Low Battery Detect Output. Open Drain Output that goes low when LBI is below the threshold. |
| SHDN | Digital Input. May be used to disable the device so that the power consumption is minimized. |
| SET | Voltage Setting Input. Connect to GND for +5 V output or connect to resistive divider for adjustable output. |
| OUT | Regulated Output Voltage. Connect to filter capacitor. |

DIP & SOIC PIN CONFIGURATION



TERMINOLOGY

Dropout Voltage: The input/output voltage differential at which the regulator no longer maintains regulation against further reductions in input voltage. It is measured when the output decreases 100 mV from its nominal value. The nominal value is the measured value with $V_{IN} = V_{OUT} + 2$ V.

Line Regulation: The change in output voltage as a result of a change in the input voltage. It is specified for a change of input voltage from 6 V to 10 V.

Load Regulation: The change in output voltage for a change in output current. It is specified for an output current change from 10 mA to 200 mA.

Quiescent Current (I_{GND}): The input bias current which flows into the regulator not including load current. It is measured on the GND line and is specified in shutdown and also for different values of load current.

Shutdown: The regulator is disabled and power consumption is minimized.

Dropout Detector: An output that indicates that the regulator is dropping out of regulation.

Maximum Power Dissipation: The maximum total device dissipation for which the regulator will continue to operate within specifications.

GENERAL INFORMATION

The ADP667 contains a micropower bandgap reference voltage source, an error amplifier A1, two comparators (C1, C2) and a series PNP output pass transistor.

CIRCUIT DESCRIPTION

The internal bandgap voltage reference is trimmed to 1.255 V and is used as a reference input to the error amplifier A1. The feedback signal from the regulator output is supplied to the other input by an on-chip voltage divider or by two external resistors. When the SET input is at ground, the internal divider provides the error amplifier's feedback signal giving a +5 V output. When SET is at more than 50 mV above ground, comparator C1 switches the error amplifier's input directly to the SET pin, and external resistors are used to set the output voltage. The external resistors are selected so that the desired output voltage gives 1.255 V at the SET input.

The output from the error amplifier supplies base current to the PNP output pass transistor which provides output current. Up to 250 mA output current is available provided that the device power dissipation is not exceeded.

Comparator C2 compares the voltage on the Low Battery Input, LBI, pin to the internal +1.255 V reference voltage. The output from the comparator drives an open drain FET connected to the Low Battery Output pin, LBO. The Low Battery Threshold may be set using a suitable voltage divider connected to LBI. When the voltage on LBI falls below 1.255 V, the open drain output, LBO, is pulled low.

A shutdown (SHDN) input that can be used to disable the error amplifier and hence the voltage output is also available. The supply current in shutdown is less than 1 μ A.

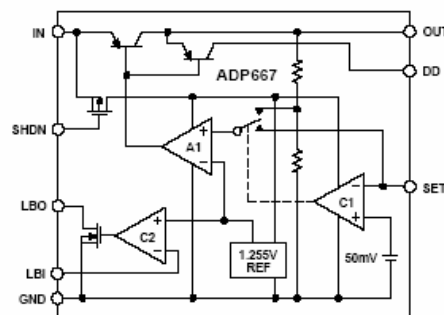
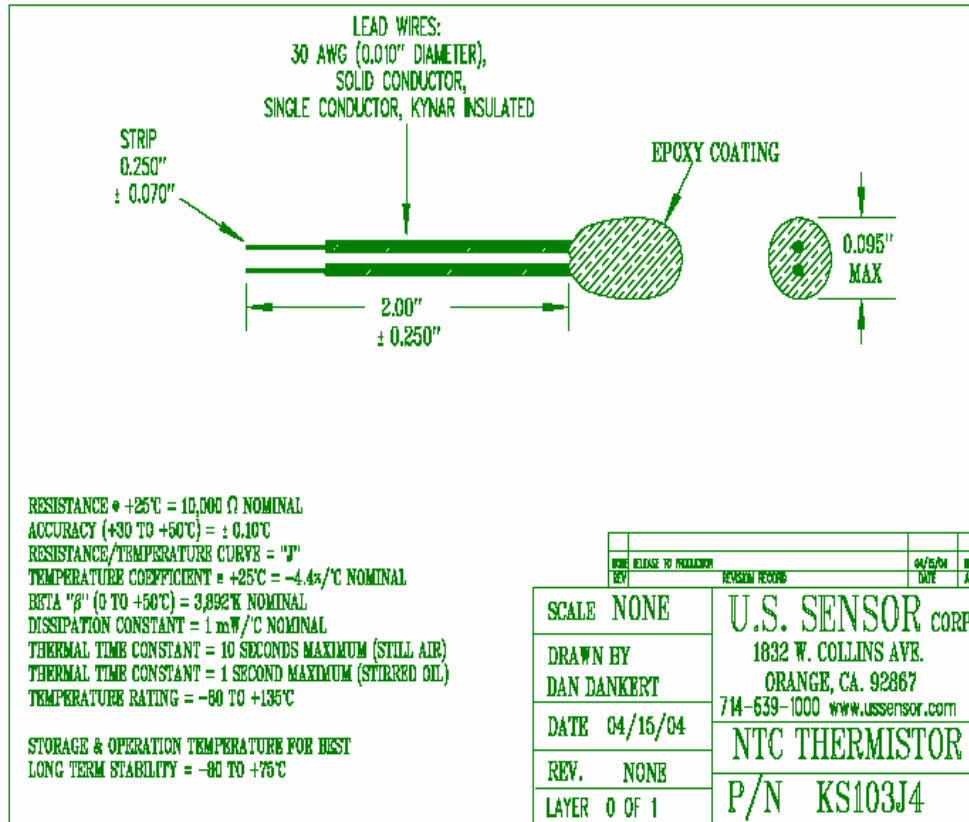


Figure 1. ADP667 Functional Block Diagram



| TEMP (°C) | RESIS (Ω) | TEMP (°C) | RESIS (Ω) | TEMP (°C) | RESIS (Ω) | TEMP (°C) | RESIS (Ω) | TEMP (°C) | RESIS (Ω) | TEMP (°C) | RESIS (Ω) | TEMP (°C) | RESIS (Ω) |
|--------------|--------------|--------------|--------------|--------------|--------------|--------------|--------------|--------------|--------------|--------------|--------------|--------------|--------------|
| -55 | 963,730 | -22 | 109,110 | 11 | 18,970 | 44 | 4,543 | 77 | 1,385 | 104 | 604.6 | 130 | 301.0 |
| -54 | 895,230 | -21 | 102,900 | 12 | 18,089 | 45 | 4,368 | 78 | 1,340 | 105 | 587.6 | 131 | 293.6 |
| -53 | 832,040 | -20 | 97,072 | 13 | 17,254 | 46 | 4,201 | 79 | 1,297 | 106 | 571.2 | 132 | 286.3 |
| -52 | 773,710 | -19 | 91,613 | 14 | 16,462 | 47 | 4,042 | 80 | 1,255 | 107 | 555.3 | 133 | 279.3 |
| -51 | 719,860 | -18 | 86,494 | 15 | 15,711 | 48 | 3,889 | 81 | 1,215 | 108 | 539.9 | 134 | 272.4 |
| -50 | 670,090 | -17 | 81,689 | 16 | 14,998 | 49 | 3,742 | 82 | 1,177 | 109 | 525.0 | 135 | 265.8 |
| -49 | 624,090 | -16 | 77,183 | 17 | 14,322 | 50 | 3,602 | 83 | 1,140 | 110 | 510.6 | 136 | 259.4 |
| -48 | 581,540 | -15 | 72,951 | 18 | 13,680 | 51 | 3,468 | 84 | 1,104 | 111 | 496.7 | 137 | 253.1 |
| -47 | 542,170 | -14 | 68,977 | 19 | 13,071 | 52 | 3,340 | 85 | 1,070 | 112 | 483.2 | 138 | 247.1 |
| -46 | 505,710 | -13 | 65,242 | 20 | 12,492 | 53 | 3,217 | 86 | 1,037 | 113 | 470.2 | 139 | 241.1 |
| -45 | 471,940 | -12 | 61,732 | 21 | 11,942 | 54 | 3,099 | 87 | 1,005 | 114 | 457.5 | 140 | 235.4 |
| -44 | 440,630 | -11 | 58,431 | 22 | 11,419 | 55 | 2,986 | 88 | 973.8 | 115 | 445.2 | 141 | 229.8 |
| -43 | 411,600 | -10 | 55,326 | 23 | 10,922 | 56 | 2,878 | 89 | 944.1 | 116 | 433.4 | 142 | 224.4 |
| -42 | 384,670 | -9 | 52,404 | 24 | 10,450 | 57 | 2,774 | 90 | 915.4 | 117 | 421.9 | 143 | 219.1 |
| -41 | 359,670 | -8 | 49,654 | 25 | 10,000 | 58 | 2,675 | 91 | 887.8 | 118 | 410.8 | 144 | 214.0 |
| -40 | 336,450 | -7 | 47,064 | 26 | 9,572 | 59 | 2,579 | 92 | 861.1 | 119 | 399.9 | 145 | 209.0 |
| -39 | 314,880 | -6 | 44,625 | 27 | 9,165 | 60 | 2,488 | 93 | 835.4 | 120 | 389.6 | 146 | 204.2 |
| -38 | 294,820 | -5 | 42,326 | 28 | 8,777 | 61 | 2,400 | 94 | 810.6 | 121 | 379.4 | 147 | 199.4 |
| -37 | 276,170 | -4 | 40,158 | 29 | 8,408 | 62 | 2,316 | 95 | 786.6 | 122 | 369.6 | 148 | 194.9 |
| -36 | 258,820 | -3 | 38,115 | 30 | 8,057 | 63 | 2,235 | 96 | 763.5 | 123 | 360.1 | 149 | 190.4 |
| -35 | 242,660 | -2 | 36,187 | 31 | 7,722 | 64 | 2,157 | 97 | 741.2 | 124 | 350.9 | 150 | 186.1 |
| -34 | 227,610 | -1 | 34,368 | 32 | 7,403 | 65 | 2,083 | 98 | 719.6 | 125 | 341.9 | | |
| -33 | 213,590 | 0 | 32,650 | 33 | 7,098 | 66 | 2,011 | 99 | 698.7 | 126 | 333.2 | | |
| -32 | 200,520 | 1 | 31,029 | 34 | 6,808 | 67 | 1,941 | 100 | 678.6 | 127 | 324.8 | | |
| -31 | 188,330 | 2 | 29,498 | 35 | 6,531 | 68 | 1,876 | 101 | 659.1 | 128 | 316.7 | | |
| -30 | 176,960 | 3 | 28,051 | 36 | 6,268 | 69 | 1,813 | 102 | 640.3 | 129 | 308.7 | | |
| -29 | 166,340 | 4 | 26,684 | 37 | 6,016 | 70 | 1,752 | 103 | 622.1 | | | | |
| -28 | 156,430 | 5 | 25,391 | 38 | 5,775 | 71 | 1,693 | | | | | | |
| -27 | 147,160 | 6 | 24,169 | 39 | 5,546 | 72 | 1,636 | | | | | | |
| -26 | 138,500 | 7 | 23,012 | 40 | 5,326 | 73 | 1,582 | | | | | | |
| -25 | 130,410 | 8 | 21,917 | 41 | 5,117 | 74 | 1,530 | | | | | | |
| -24 | 122,840 | 9 | 20,880 | 42 | 4,917 | 75 | 1,479 | | | | | | |
| -23 | 115,750 | 10 | 19,899 | 43 | 4,726 | 76 | 1,431 | | | | | | |

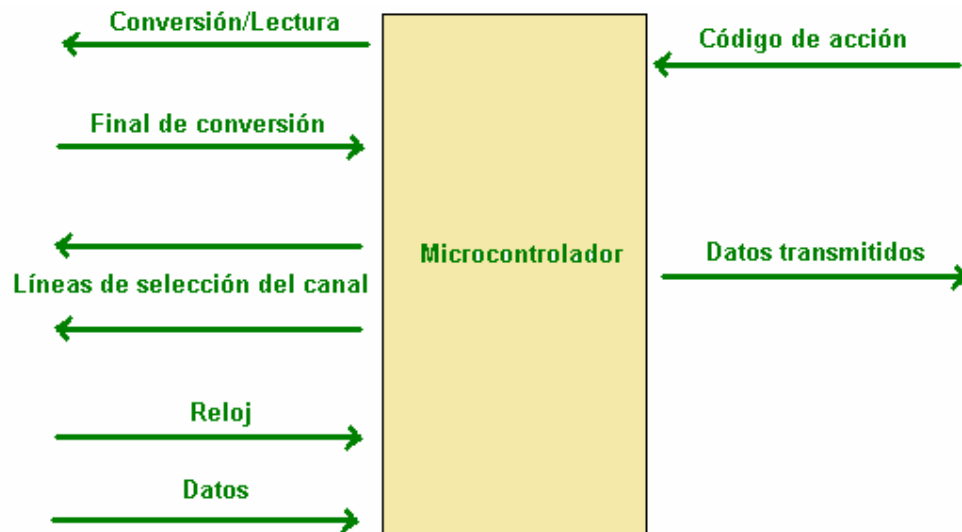
| | | | |
|-----|-------------|----------|-----|
| REV | REVISION | DATE | APP |
| — | REV RELEASE | 04/27/93 | JD |

| | | |
|-------|---------------|--|
| SCALE | NONE | U.S. SENSOR CORP. 1832 W. COLLINS AVE. ORANGE, CA. 92867 |
| BY | T. SOMERVILLE | |
| DATE | 11/14/90 | RESISTANCE-TEMPERATURE TABLE |
| REV. | NONE | 10,000 Ω "J" |
| LAYER | 0 OF 1 | |

ANEXO B. PROGRAMACIÓN DEL MICROCONTROLADOR

Dentro del funcionamiento del equipo desarrollado, el microcontrolador cumple dos funciones vitales: el control del conversor análogo-digital y transmisión de datos al computador. La figura 1 muestra de forma general las señales de entrada y salida del dispositivo, las cuales deben ser gestionadas de forma coordinada para un correcto desempeño de dichas funciones.

Figura 73 Señales de entrada y salida del microcontrolador



Fuente: Autores del proyecto

La señal de conversión/lectura le indica al conversor cuando convertir el canal correspondiente a las señales de líneas de selección y cuando habilitar para su lectura los datos resultantes de dicha conversión.

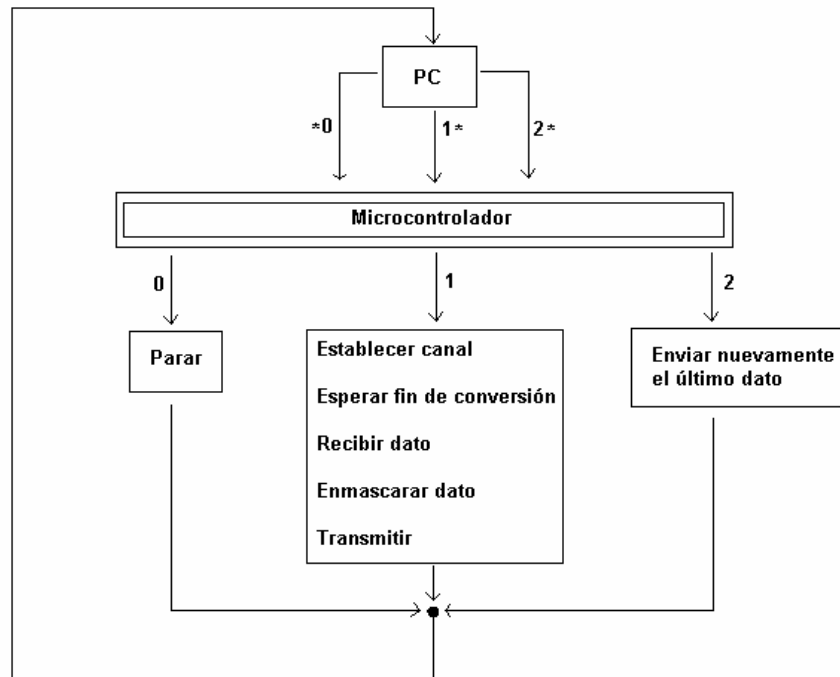
La señal de final de conversión proveniente del conversor avisa al microcontrolador que los datos ya están disponibles para su lectura. Dichos datos son transmitidos de forma sincronizada con un reloj generado por el conversor.

La señal de código de acción proveniente del computador indica al microcontrolador cuando continuar el proceso de conversión y transmisión (código 1), cuando parar

dicho proceso(código 0) y cuando existió un error y deben ser mandados nuevamente los datos (código 2).

La figura 2 presenta de forma general la lógica de programación del microcontrolador.

Figura 74 Diagrama de bloques de la programación del microcontrolador.



* Código de acción

Fuente. Autores del proyecto.

A continuación se presenta el programa hecho en lenguaje C del cual se darán en seguida algunas explicaciones. Este programa se realizó utilizando el software CodeWarrior® versión 3.51.

```

/** #####
**  Filename : sabado.C
**  Project  : sabado
**  Processor : MC68HC908GP32CP
**  Version  : Driver 01.08
**  Compiler  : Metrowerks HC08 C Compiler
**  Date/Time : 12/03/2005, 10:53 a.m.
  
```

```

** Abstract :
**     Main module.
**     Here is to be placed user's code.
** Settings :
** Contents :
**     No public methods
**
** (c) Copyright UNIS, spol. s r.o. 1997-2004
** UNIS, spol. s r.o.
** Jundrovska 33
** 624 00 Brno
** Czech Republic
** http   : www.processorexpert.com
** mail   : info@processorexpert.com
**
#####*/
/* MODULE sabado */

/* Including used modules for compilling procedure */
#include "Cpu.h"
#include "Events.h"
#include "AS1.h"
#include "SPI1.h"
#include "TBM1.h"
/* Include shared modules, which are used for whole project */
#include "PE_Types.h"
#include "PE_Error.h"
#include "PE_Const.h"
#include "IO_Map.h"

#define RC   PTC_PTC1
#define A0   PTC_PTC2
#define A1   PTC_PTC3

```

```

#define BUSY  PTC_PTC4
#define R1    PTA_PTA0
#define R2    PTA_PTA1
#define R0    PTA_PTA2
#define R22   PTA_PTA3
#define funok PTA_PTA7

byte err,err2,alto,bajo,bajom,ac,m,contm; /*DECLARACIÓN DE VARIABLES*/

void rd(void); /*DECLARACIÓN DE FUNCIONES*/
void td(void);
void parar(void);
void principal(void);

void main(void)
{

    /** Processor Expert internal initialization. DON'T REMOVE THIS CODE!!! **/
    PE_low_level_init();
    /** End of Processor Expert internal initialization.          ***/

    funok=1;
    DDRC=15;
    DDRA=255;
    PTA=0;
    RC=1;
    contm=0;
    SPCR_SPE=1; /*HABILITA SPI*/
    principal();

#ifdef PE_OS_OSEK_SUPPORT
    for(;;){}
#else
    StartOS(Mode); /* Jump to OSEKturbo OS startup */
    /*DO NOT WRITE CODE BELOW THIS LINE*/

```

```

#endif PE_OS_OSEK_SUPPORT
}

void principal(void){

for(;;){

while(SCS1_SCRF==0); /*ESPERA CARACTER*/
err=AS1_RecvChar(&ac);

if(ac==49){ /*VERIFICA CODIGO DE ACCION*/

R1=1;
R2=0;
R0=0;
TBCR_TBON=1; /*ACTIVA EL TBM*/
while(TBCR_TBIF==0); /*ESPERA QUE SE CUMPLA EL RETARDO*/
TBCR_TACK=1; /*LIMPIA BANDERA*/

A0=0; /*SELECCIONA EL CANAL*/
A1=0;

rd(); /*CONVIERTE Y RECIBE DATO*/
td();
TBCR_TBON=0; /*DEACTIVA TBM PARA RECOMEZAR CONTEO*/
contm=contm+1;

if (contm==100){

contm=0;

TBCR_TBON=1; /*ACTIVA EL TBM*/
while(TBCR_TBIF==0); /*ESPERA QUE SE CUMPLA EL RETARDO*/
TBCR_TACK=1; /*LIMPIA BANDERA*/
}
}
}
}

```

```

A0=0; /*SELECCIONA EL CANAL*/
A1=1;
m=1;
rd(); /*CONVIERTE Y RECIBE DATO*/
td();

TBCR_TBON=0; /*DESACTIVA TBM PARA RECOMENZAR CONTEO*/
TBCR_TBON=1; /*ACTIVA EL TBM*/
while(TBCR_TBIF==0); /*ESPERA QUE SE CUMPLA EL RETARDO*/
TBCR_TACK=1; /*LIMPIA BANDERA*/

A0=1; /*SELECCIONA EL CANAL*/
A1=0;
m=2;
rd(); /*CONVIERTE Y RECIBE DATO*/
td();

TBCR_TBON=0; /*DESACTIVA TBM PARA RECOMENZAR CONTEO*/

TBCR_TBON=1; /*ACTIVA EL TBM*/
while(TBCR_TBIF==0); /*ESPERA QUE SE CUMPLA EL RETARDO*/
TBCR_TACK=1; /*LIMPIA BANDERA*/

A0=1; /*SELECCIONA EL CANAL*/
A1=1;
m=3;
rd(); /*CONVIERTE Y RECIBE DATO*/
td();

TBCR_TBON=0; /*DESACTIVA TBM PARA RECOMENZAR CONTEO*/
}

}

if(ac==48){ /*VERIFICA CODIGO DE ACCION*/

```

```

R1=0;
R2=0;
R0=1;
parar();

}

if(ac==50){ /*VERIFICA CODIGO DE ACCION*/
R1=0;
R2=1;
R0=0;
R22=1;
td();
}
}
}

void rd(void){

while(BUSY==0); /*ESPERA A QUE PUEDA CONVERTIR*/

RC=0; /*INICIA CONVERSION */
RC=1; /* HABILITA TRANSMISION*/

while(SPSCR_SPRF==0); /*ESPERA A QUE RECIBA PRIMER BYTE*/
alto=SPDR; /*ALMACENA PRIMER BYTE*/
while(SPSCR_SPRF==0); /*ESPERA A QUE RECIBA EL SEGUNDO DATO*/
bajo=SPDR; /*ALMACENA SEGUNDO BYTE*/

bajom=bajo & 252; /*PONE LA MASCARA*/

if(m==1){
bajom=bajom | 1;
m=0;
}
}

```

```

if (m==2){
    bajom=bajom | 2;
    m=0;
}

if (m==3){
    bajom=bajom | 3;
    m=0;
}
}

void td(void){
    char p;

    for(p=0;p<2;p++){

        while(SCS1_SCTE==0); /*ESPERA A QUE EL TRANSMISOR ESTE VACIO*/
        err=AS1_SendChar(alto); /*TRANSMITE PRIMER BYTE*/

        while(SCS1_SCTE==0); /*ESPERA A QUE EL TRANSMISOR ESTE VACIO*/
        err2=AS1_SendChar(bajom); /*TRANSMITE SEGUNDO BYTE*/
    }
    while(SCS1_SCTE==0);
}

void parar(void){

    for(;;){
        while(SCS1_SCRF==0); /*ESPERA CARACTER*/
        err=AS1_RecvChar(&ac);
        if(ac==49){
            principal();
        }
    }
}

```

```

}

/* END sabado */
/*
** #####
**
** This file was created by UNIS Processor Expert 03.51 for
** the Motorola HC08 series of microcontrollers.
**
** #####
*/

```

Las primeras líneas de programación corresponden a la inclusión de las librerías necesarias para ejecutar los comandos utilizados durante el programa y en seguida se encuentra la definición de variables y funciones.

El programa desarrollado consta de cinco funciones: `Main()`, `principal()`, `rd()`, `td()` y `parar()`. En la función `Main()` se definen las condiciones iniciales de las variables utilizadas y se definen parámetros como la dirección de los pines de los puertos.

En la función `principal()` se realiza la detección del código de acción proveniente del computador, además se realiza el proceso de selección del canal a convertir y se encuentran los retardos de ajuste de la frecuencia de muestreo mediante la utilización del `TIME BASE MODULE` el cual está ajustado para generar una bandera a una frecuencia de 1024Hz. La activación de dicha bandera es tomada como indicador para establecer en que momento se realizan los procesos de conversión y transmisión. Dichos procesos son ejecutados por las funciones `rd()` y `td()` respectivamente las cuales son llamadas desde la función `principal()`.

La función `rd()` realiza la recepción de los datos provenientes del conversor y que resultantes de la conversión analógica-digital. Su funcionamiento se resume en la encuesta de la bandera `SPRE` del módulo `SPI` la cual indica cuando dicho módulo recibe un dato en su *buffer* de entrada, logrando almacenar en dos variables distintas las *bytes* más y menos significativos del dato de dieciséis bits proveniente del conversor. Habiendo almacenado dichos *bytes* se procede a colocar la máscara en los

dos bits menos significativos del *byte* menos significativo. Dicha máscara le indicará al computador el canal de procedencia del dato.

La función `td()` realiza la transmisión de los datos recibidos y enmascarados durante la ejecución de la función `rd()`. Su funcionamiento se basa en la encuesta de la bandera `SCTE` del módulo `SCI` encargado de la transmisión. Un estado alto de dicha bandera indica que el *buffer* de salida de este módulo está listo para recibir un nuevo dato a ser transmitido. Es importante señalar que este proceso de transmisión es realizado dos veces por cada uno de los datos ya que se implementó un protocolo de transmisión basado en un criterio de redundancia para la detección de errores.

Es importante señalar que debido a que las señales biológicas son de baja frecuencia no demandan una alta velocidad de muestreo y transmisión razón por la cual se abrió la posibilidad de implementar el protocolo de transmisión basado en un criterio de redundancia citado anteriormente.

Finalmente, la función `parar()` fue implementada pensando en ofrecer la posibilidad al usuario de realizar una pausa en la toma del registro para luego retomarlo cuando este lo desee. Esta función se basa en el continuo sensado de la señal del código de acción de tal forma que hasta la detección de un nuevo uno proveniente del computador el microcontrolador no le indicará al conversor que realice una nueva conversión ni transmitirá datos al mismo.

ANEXO C . SOFTWARE DE APOYO

En el proceso de diseño del hardware, fue necesario hacer uso de herramientas de programación que permitieran hacer más rápido los cálculos de ecuaciones tediosas y repetitivas que se usan por ejemplo para calcular el valor de los elementos de un filtro, para predecir los porcentajes de ruido de un sistema, entre otros. Estos programas se desarrollaron en *Labview* debido a la facilidad de crear entornos de visualización de datos de manera fácil y organizada.

C1. Simulación de Error

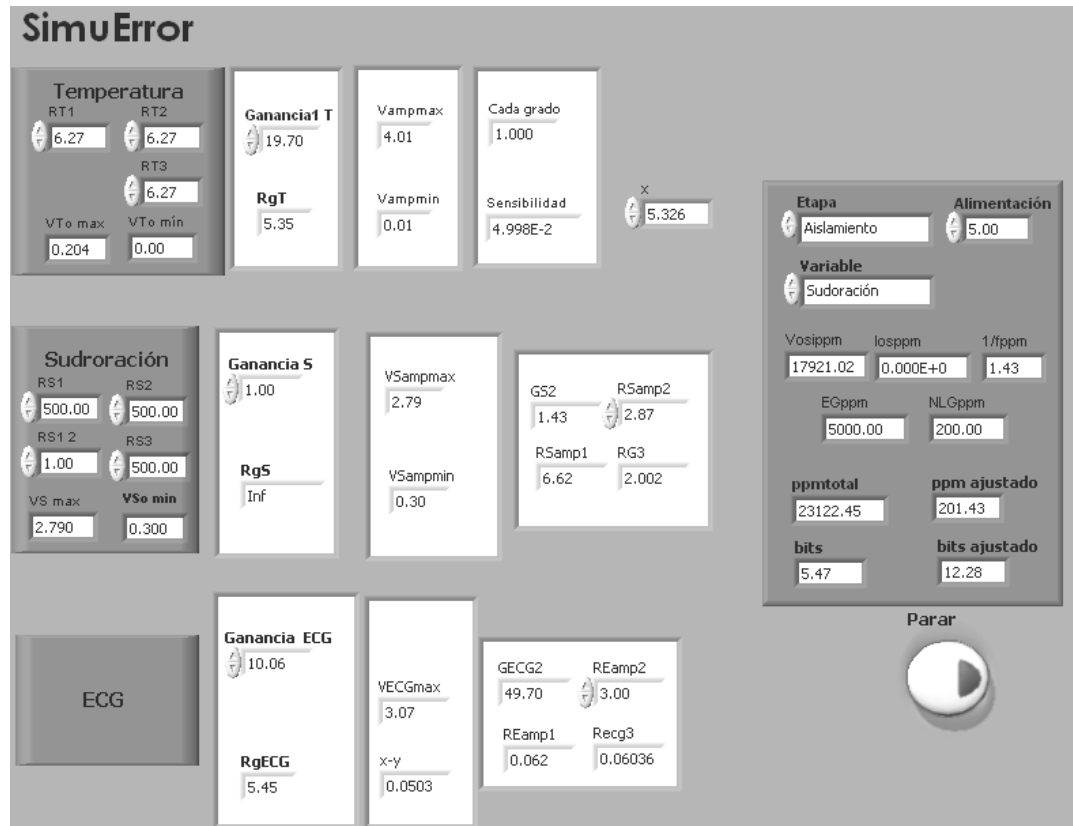
Este programa proporciona información sobre el error que se presenta en el sistema, discriminando la información a partir de cada uno de los canales de sensado y etapa que se quiera evaluar.

En temperatura se introducen los valores de las resistencias del puente de Wheatstone y ganancia con la que se desea trabajar y el programa calcula la resistencia de ganancia necesaria para obtener este resultado, los valores mínimo y máximo de voltaje que se pueden presentar, el voltaje asociado a un grado centígrado y la sensibilidad.

En GSR se llenan los valores de las resistencias del puente de Wheatstone y la ganancia deseada en la primera etapa de amplificación, de esta forma de manera similar al procesamiento realizado para temperatura, el software visualiza los valores mínimo y máximo de voltaje que pueden aparecer y la resistencia de ganancia de la primera etapa que se debe utilizar, además muestra la ganancia que se debe aplicar en la segunda etapa de amplificación y se calculan las resistencias para esta implementación.

En ECG se introduce la ganancia que se desea obtener en la primera etapa de amplificación y se reciben los valores mínimo y máximo de voltaje que se pueden presentar, la resistencia de ganancia que se debe utilizar, la ganancia que se debe implementar en la segunda etapa de amplificación y finalmente se pueden calcular las resistencias que se deben usar en esta última etapa. Toda la información descrita anteriormente se muestra en una interfaz como la que aparece en la Figura 75.

Figura 75. Interfaz de simulación de error del programa SimuError



Fuente: Autores del proyecto

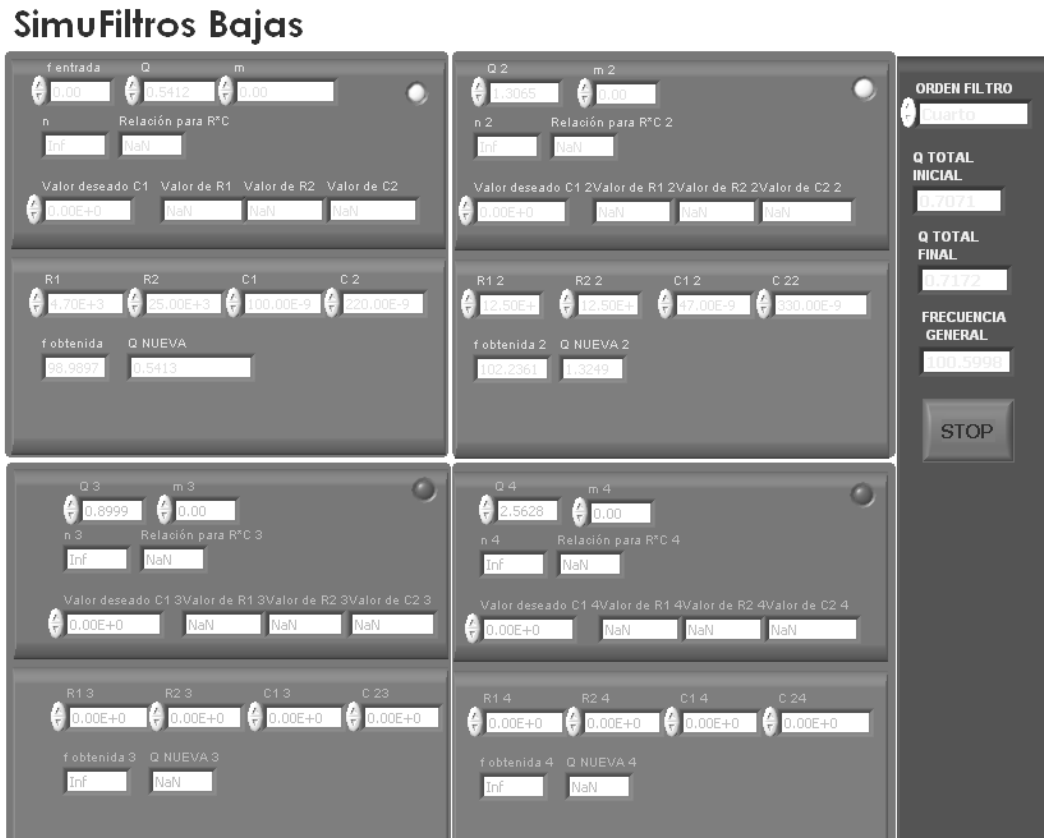
El cuadro que es posible apreciar en la parte izquierda de la interfaz de la Figura 75, calcula los errores en partes por millón de voltaje de offset, corriente de offset, ruido de tipo $1/f$, error de ganancia y no linealidad de ganancia. Proporcionando además la suma de estos errores, el ajuste que se realiza y la cantidad de bits que representa este error. Es importante destacar que el usuario elige la etapa, canal y voltaje de alimentación con el cual desea desarrollar la simulación de error.

Finalmente este software se convirtió en una herramienta eficaz de apoyo para todo el análisis de error que se presenta en el capítulo 2 del libro.

C2. Simulación de Filtros

Para dar cumplimiento a la tarea de simulación de los diferentes filtros del sistema se crearon dos programas de apoyo desarrollados en *Labview*. El primero está dedicado a los filtros pasa-bajas, en él es posible realizar simulaciones de hasta octavo orden de filtros con topología Tow Thomas.

Figura 76. Interfaz del programa de simulación de filtros pasa-bajas

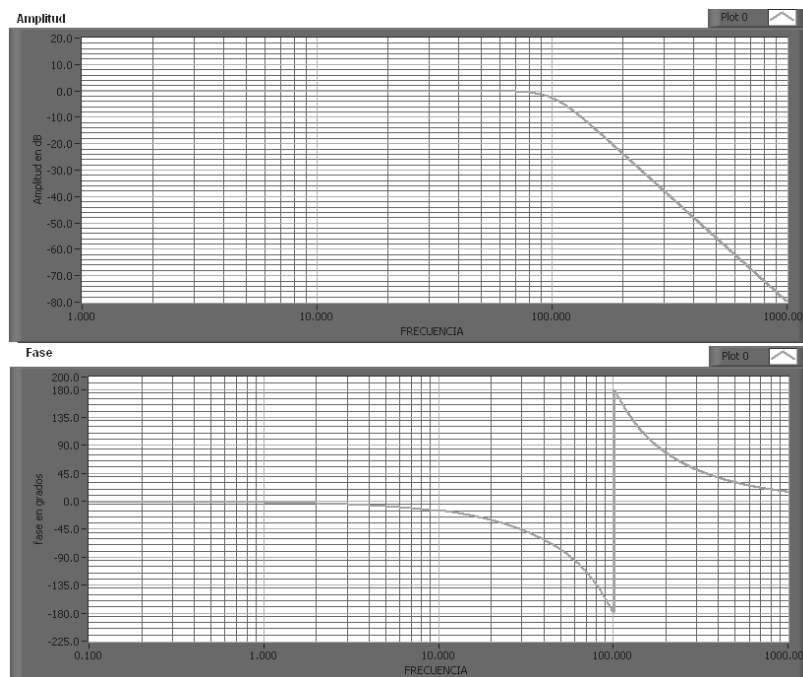


Fuente: Autores del proyecto

Como se puede observar en la Figura 76, cada pareja de cuadros representa un orden del filtro, el usuario selecciona cuantos órdenes quiere simular y el bombillo de la esquina superior derecha es un indicador de cuales secciones están en funcionamiento.

En el cuadro de la parte superior de la pareja, el usuario indica la frecuencia de corte, la Q y la relación matemática entre resistencias con la que se desea trabajar, además debe sugerir el valor de uno de los capacitores del diseño. De esta forma el programa entrega como resultado el valor de los elementos que idealmente deberían utilizarse para la implementación, pero debido a que es necesario aproximarlos a lo que es posible encontrar en el mercado, en el cuadro inferior el usuario puede introducir los valores comerciales más cercanos a los ideales y el sistema recalcula la respuesta de filtro y muestra el resultado que se obtendría con la aproximación.

Figura 77. Gráficas de amplitud y fase generadas por el programa de simulación.

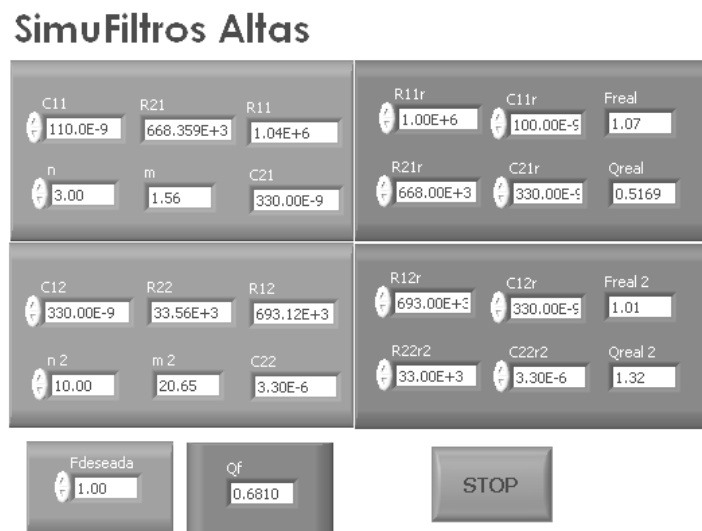


Fuente: Autores del proyecto.

En el cuadro ubicado en la parte derecha de la interfaz el software muestra la Q esperada, la Q obtenida y la frecuencia general de corte. Además el programa grafica la magnitud y fase de la respuesta en frecuencia del filtro como se observa en la Figura 77.

El funcionamiento del programa desarrollado para la simulación de los filtros pasa-altas es muy similar al de los filtros pasa-bajas, la diferencia se encuentra únicamente en la función de transferencia aplicada. En la Figura 78 se muestra la interfaz del programa, en ella dentro de los cuadros ubicados a la izquierda el usuario introduce la frecuencia de corte deseada, el valor de uno de los capacitores del diseño⁴¹ y la relación matemática que se quiere mantener entre las resistencias, así el software calcula los valores ideales de los elementos y en los cuadros de la derecha se introducen los valores aproximados para recalcular la respuesta del filtro con base en esos parámetros.

Figura 78. Interfaz del programa de simulación de filtros pasa-altas



Fuente: Autores del proyecto

Todo el software de apoyo desarrollado para el diseño de hardware puede ser consultado en el cd del proyecto dentro de la carpeta “*Software de apoyo*”

⁴¹ Los filtros simulados trabajan con topología Tow Thomas

ANEXO D. MANUAL DE USUARIO

1. Requerimientos del sistema

Pentium 4, 1.8GHz, 256MB RAM

Puerto Serial RS 232

Windows XP

LabView 7.0

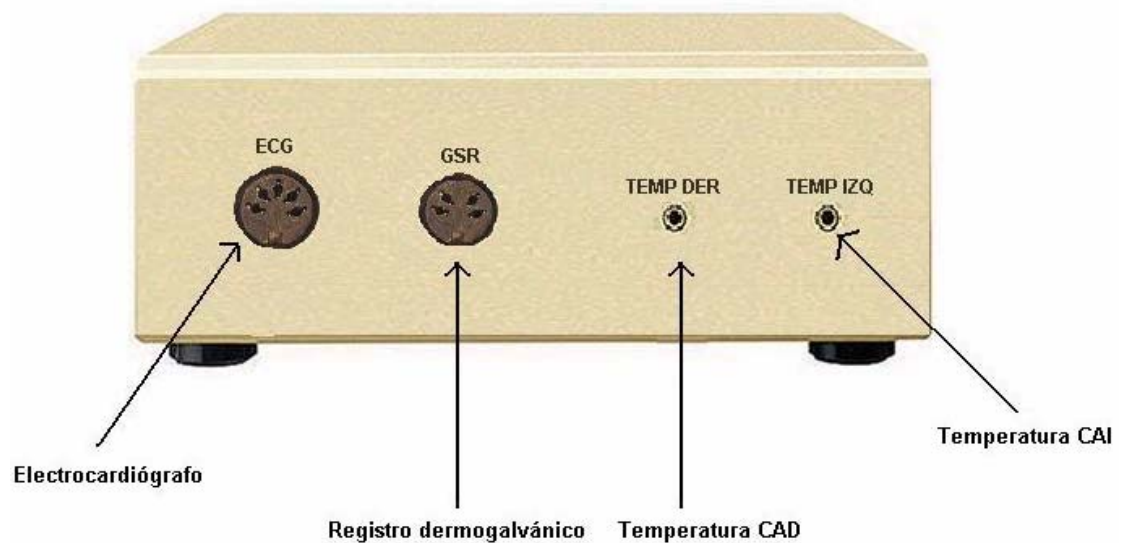
2. Características Eléctricas

Voltaje de entrada: min 6VDC, max 12VDC

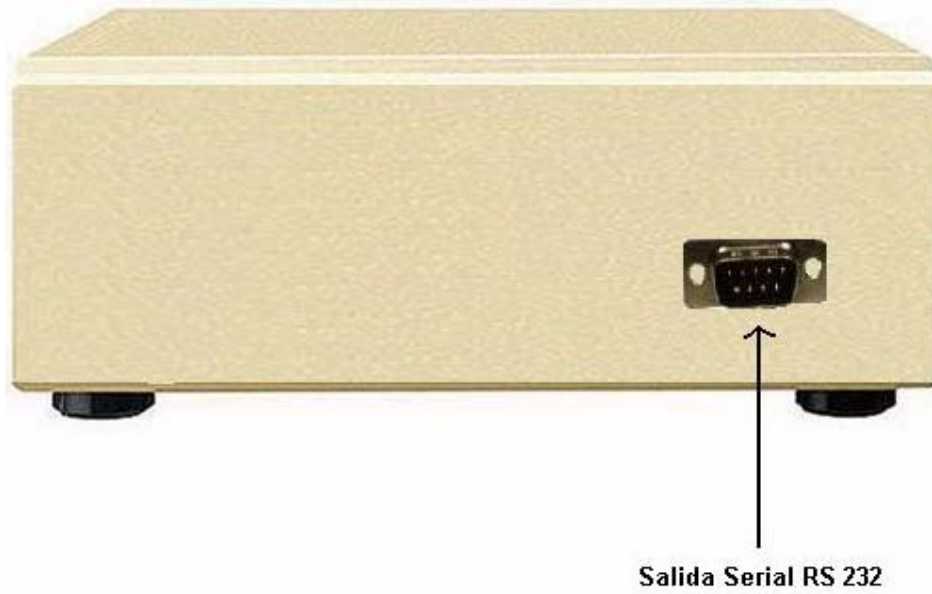
Consumo de corriente: max 225mA

Resolución: 12 bits por canal.

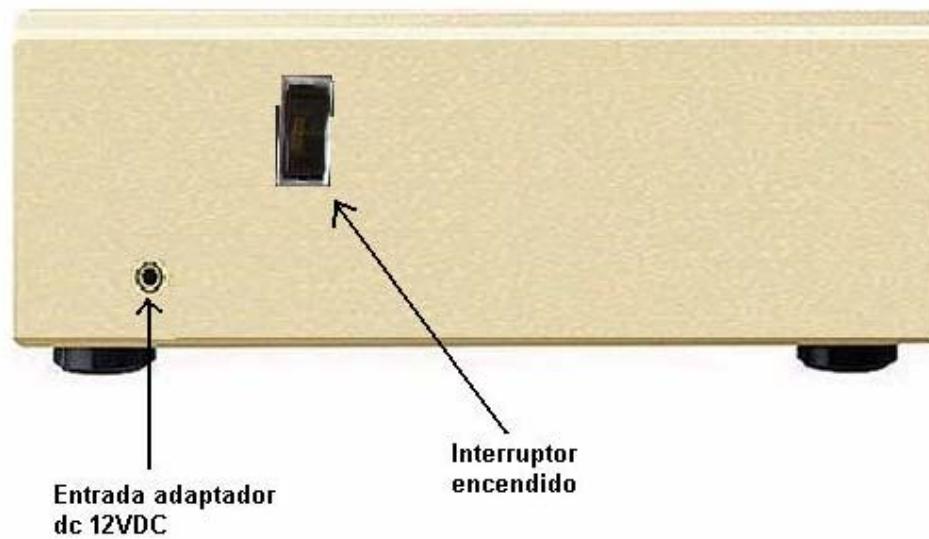
3. Vista frontal



4. Vista posterior



5. Vista lateral



6. Parámetros fisiológicos

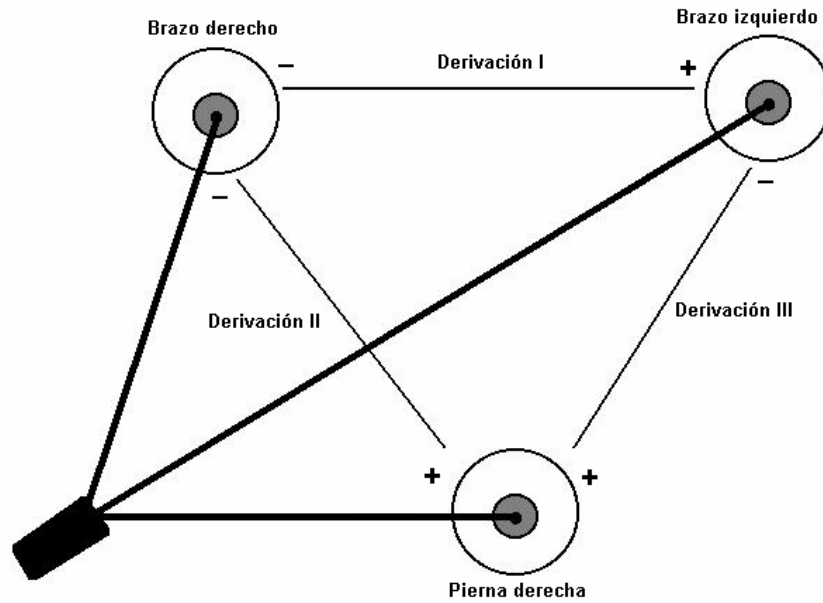
6.1 Electrocardiógrafo

Para la medición electrocardiográfica se recomienda el uso de electrodos adhesivos de Plata-Cloruro de Plata.

- Fabricante: 3M Health Care
- Tipo: Monitoring Electrode 2223

6.1.1 Localización de los electrodos

Es posible realizar registro de las derivaciones I, II y III de acuerdo con la localización de los electrodos según el esquema abajo.



Para la obtención de cada una de las derivaciones se deben colocar los electrodos positivo y negativo (rojo y azul) siguiendo el esquema y el electrodo referencia (verde) cerrando el triángulo.

6.1.2 Recomendaciones

- Cambiar los electrodos luego de la realización del registro electrocardiográfico a más de tres personas.
- Limpiar con algodón humedecido en alcohol la zona donde se quieran adherir los electrodos.
- Abstenerse de la utilización de accesorios como relojes de metal, anillos, pulseras, etc por parte del paciente.

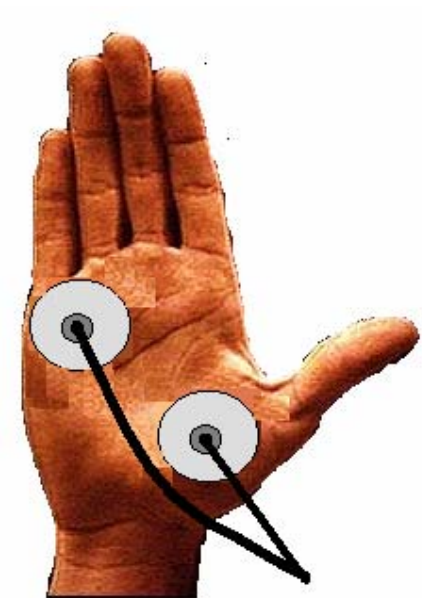
6.2 Registro dermogalvánico

Para la medición del registro dermogalvánico se recomienda el uso de electrodos adhesivos de Plata-Cloruro de Plata.

- Fabricante: 3M Health Care
- Tipo: Monitoring Electrode 2223

6.2.1 Localización de los electrodos.

Los electrodos para registro dermogalvánico deben ir localizados según el esquema siguiente



6.2.2 Recomendaciones

- Cambiar los electrodos luego de la realización del registro dermogalvánico a más de tres personas.
- Limpiar con algodón humedecido en alcohol la zona donde se quieran adherir los electrodos.
- Abstenerse de la utilización de accesorios como relojes de metal, anillos, pulseras, etc por parte del paciente.
- Realizar el registro en la mano menos hábil del paciente.

6.3 Temperatura del conducto auditivo externo

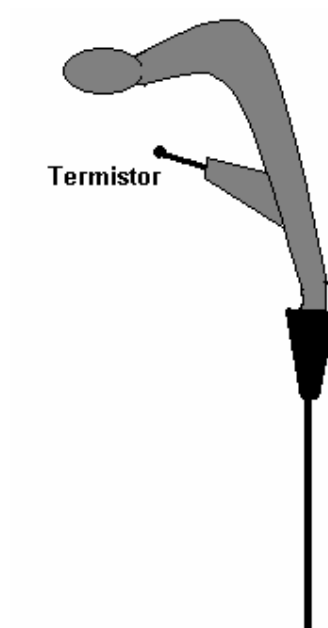
Para la medición de la temperatura del conducto auditivo externo se recomienda el uso de Termistores.

Fabricante: USSENSOR

Tipo: KS103J4

6.3.1 Localización del sensor

Se recomienda la utilización de un accesorio para la postura del sensor de tal forma que la cabeza del mismo se sitúe lo más cerca del tímpano sin llegar a tocarlo.



6.3.2 Recomendaciones

- Se recomienda limpiar con alcohol el sensor al finalizar cada registro.
- Es de suma importancia el cuidado en la localización del termistor para lograr una medición correcta sin poner el riesgo al paciente.

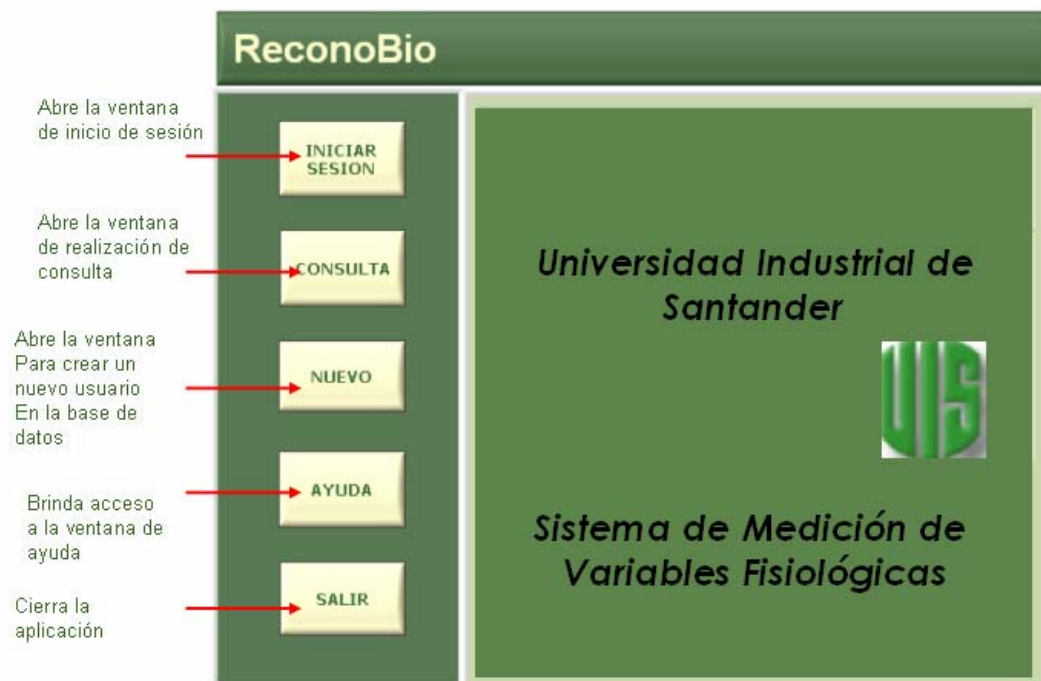
7. Manejo de ReconoBio

El software **ReconoBio** esta desarrollado para visualizar y almacenar ordenadamente los datos adquiridos con el módulo hardware del equipo.

Las ventanas con las que el usuario del programa debe familiarizarse son las siguientes:

7.1 PANEL DE CONTROL

En esta ventana el usuario escoge la tarea principal que desea desarrollar como se observa en la siguiente figura



7.2 INICIO DE SESIÓN

En esta ventana el usuario selecciona o crea el usuario con el que desea iniciar la sesión.

The screenshot shows the 'ReconoBio' login window. On the left is a vertical menu with buttons: INICIAR SESION, CONSULTA, NUEVO, AYUDA, and SALIR. The main area contains a form with the following fields:

- Nombre Completo:** Argemiro Gómez
- Edad:** 34
- Género:** masculino
- Tto./Grupo:** Ansiedad

Below the form is a list box containing the following names: Andres Lopez, Andres Sobomayor, Argemiro Gómez (highlighted), and Fernando Gubierres. To the right of the list box are three buttons: 'Seleccionar', 'Terminar', and 'Nuevo Usuario'. Red arrows point from text annotations to these buttons:

- Seleccionar:** Permite seleccionar el Usuario con el que se desea trabajar
- Terminar:** Cierra la ventana
- Nuevo Usuario:** Si se desea trabajar con un nuevo usuario

7.3 REALIZACIÓN DE CONSULTA

Cuando ya se tienen registros guardados, pueden ser consultados como se muestra en la siguiente figura

ReconoBio

INICIAR SESION
CONSULTA
NUEVO
AYUDA
SALIR

Andres Lopez
Andres Sotomayor
Argemiro Gómez
Fernado Gubierres

Seleccionar
Terminar

Nombre Completo
Andres Lopez

Edad Género Tto/Grupo
24 masculino general

| | | |
|-------------|-----|-----------------------|
| sesion1.txt | 1KB | 19/10/2004 09:07 p.m. |
| sesion2.txt | 1KB | 19/10/2004 09:15 p.m. |
| | | |
| | | |
| | | |
| | | |
| | | |
| | | |
| | | |
| | | |

Permite seleccionar el usuario del que se desea consultar

Cierra la ventana

Muestra los datos completos del Usuario consultado

Muestra las sesiones guardadas del usuario

7.4 NUEVO USUARIO

Desde esta selección se crean los usuarios nuevos.

ReconoBio

INICIAR SESION
CONSULTA
NUEVO
AYUDA
SALIR

Inserte los datos del nuevo usuario

Nombre Completo
Martina Jimenez

Edad
23

Género
Femenino

Tto/Grupo
Ansiedad

GUARDAR
LIMPIAR
SALIR

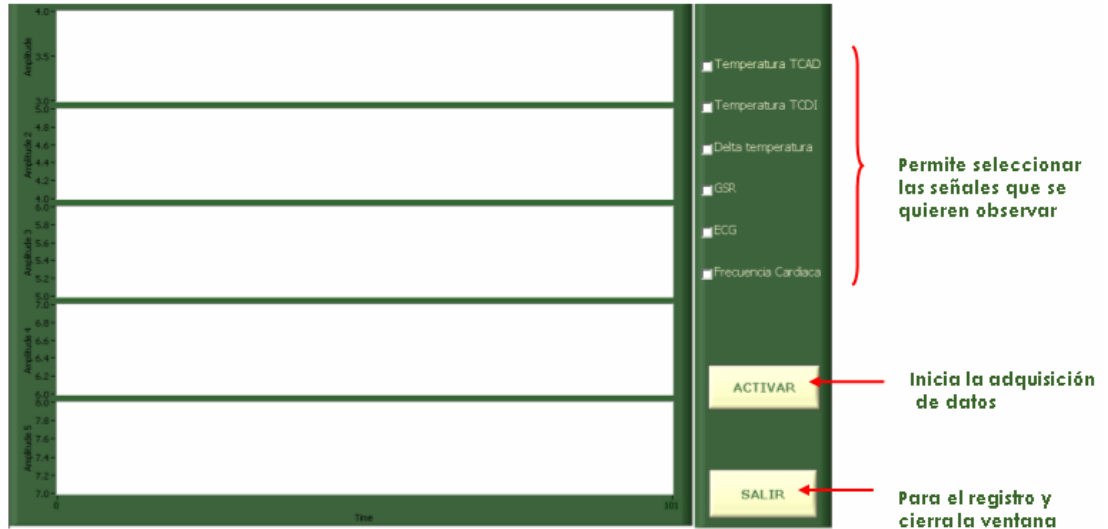
Registra los datos en la base de datos

Limpia las casillas del formulario de datos

Cierra la ventana

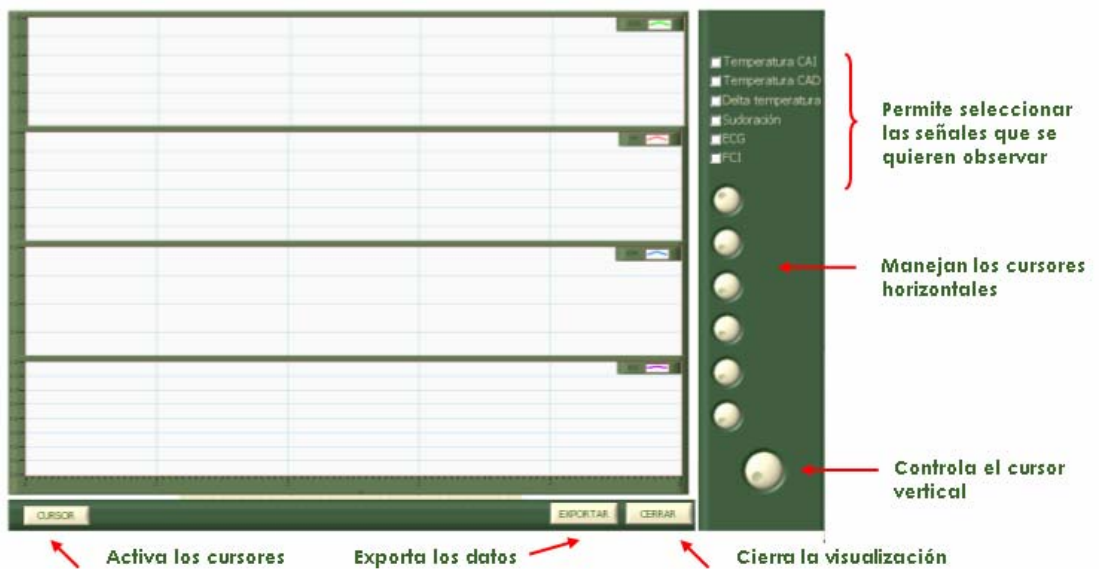
7.5 VISUALIZACIÓN EN TIEMPO REAL

Esta es la ventana de visualización que se presenta durante el registro.



7.6 VISUALIZACIÓN POR CONSULTA

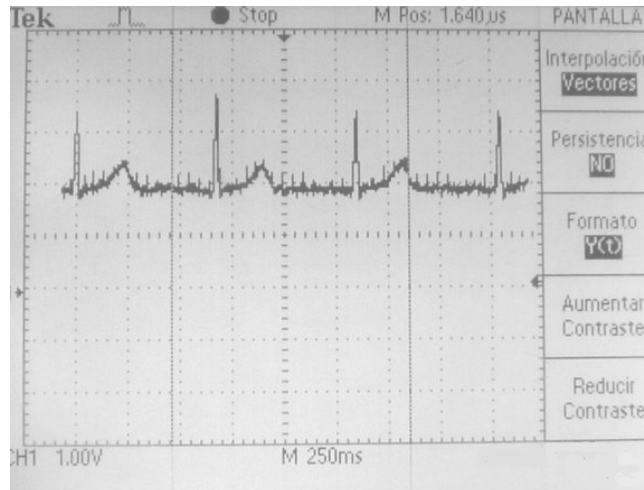
Cuando el usuario genera una consulta y pide graficar la sesión, el software le presenta una interfaz como la que se ve a continuación.



ANEXO E. PRUEBAS DEL SISTEMA

Después de realizar el montaje de la tarjeta análoga del equipo se procedió a realizar pruebas que demostraran su correcto funcionamiento. Para esto se hizo la toma de cada una de las señales contempladas en este trabajo y se observaron en un osciloscopio digital perteneciente a la Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones. La Figura 79 muestra uno de estos registros correspondiente al registro electrocardiográfico.

Figura 79. Registro electrocardiográfico



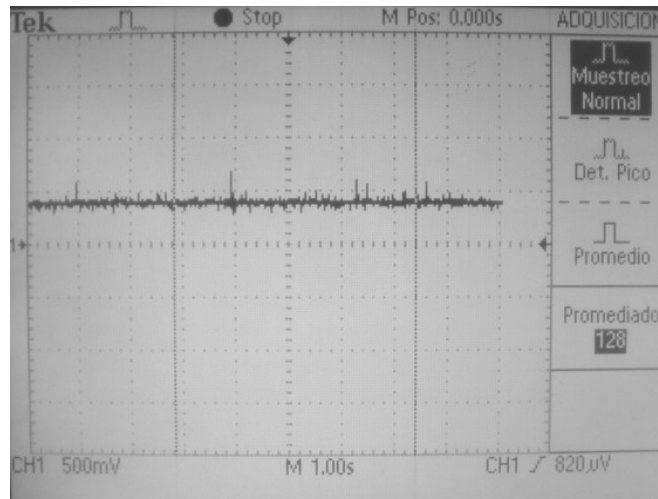
Fuente: Autores del proyecto

En la figura tal se identifican claramente las ondas pertenecientes al complejo QRS y onda T, sin embargo se observa una distorsión de la señal correspondiente al ruido de 60Hz, lo cual era un resultado esperado debido a que esta frecuencia hace parte del ancho de banda natural de la señal cardiaca. Esta componente de ruido fue removida realizando un filtrado de la señal en el software implementado.

En el caso de los canales de acondicionamiento de las señales de registro dermogalvánico y de temperatura se procedió en primera instancia a medir el nivel de tensión de salida del circuito al establecer como entrada un voltaje fijo dado por la simulación de los sensores mediante una resistencia que estuviera dentro del rango resistivo en el que los mismos se presentan. Para la señal de temperatura este rango está entre 5.326K Ω y 6.268K Ω por lo que se escogió una resistencia de 6.1K Ω . En lo

referente a la señal de registro dermogalvánico se tiene un rango entre $1K\Omega$ y $500K\Omega$ de donde se escogió una resistencia de $240K\Omega$.

Figura 80. Salida del canal de temperatura para una señal de prueba con una resistencia fija.



Fuente: Autores del proyecto

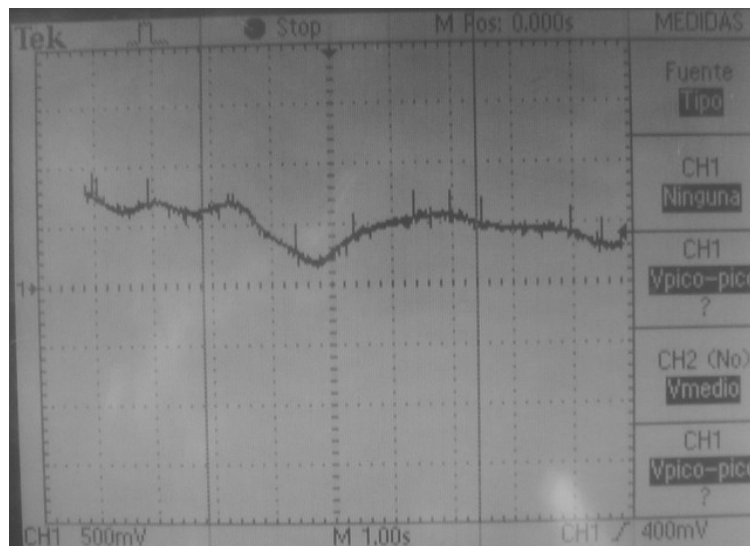
La Figura 80 muestra la salida del canal de temperatura ubicando en la entrada una resistencia de prueba de aproximadamente $6.18K\Omega$. En la imagen se puede apreciar la salida constante que presenta el canal a causa del valor constante de resistencia que tiene conectado. De acuerdo a la ecuación de transducción del puente de Wheatstone utilizado, el voltaje registrado es proporcional a la resistencia conectada multiplicada por la ganancia total del sistema.

De forma general los niveles de tensión a la salida de cada uno de los canales corresponden al voltaje a la salida del puente de Wheatstone multiplicado por la ganancia total del canal, lo cual corrobora el adecuado desempeño de la tarjeta de acondicionamiento; por lo mismo dentro del software, la señal entrante se acondiciona de tal forma que sea posible rescatar la señal original, es decir, por ejemplo para el caso de temperatura la ganancia total del canal es de $19.7 V/V$, entonces dentro del software la señal entrante es dividida por este mismo valor buscando rescatar el valor original de la señal.

Como siguiente paso se realizó la prueba de los canales de acondicionamiento de registro dermogalvánico y de temperatura realizando el registro de dichas variables a

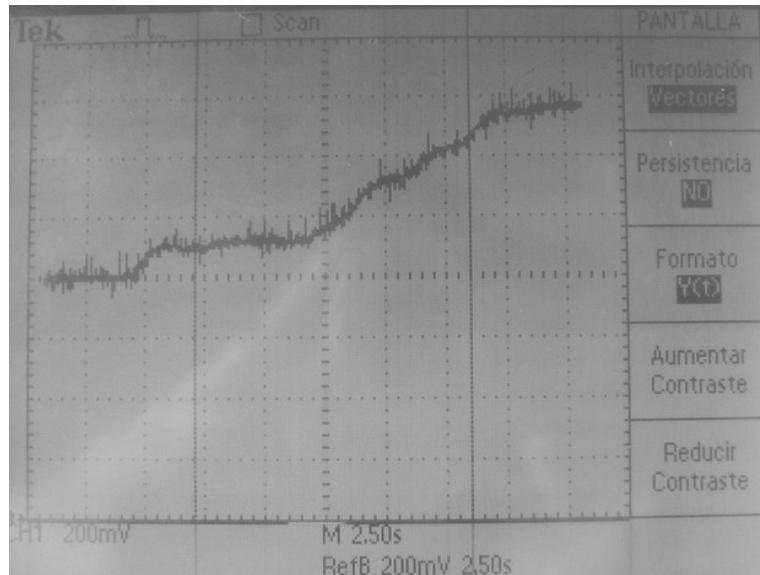
un sujeto lo cual se puede observar en la //. Además, con el objetivo de contrastar la respuesta obtenida con la tarjeta análoga al conectar una resistencia fija al canal de temperatura, se siguió este mismo procedimiento pero transmitiendo y visualizando en el computador como es posible apreciarlo en la Figura 83, es importante destacar que la gráfica de resistencia se calcula a partir de la ecuación de transducción del puente de Wheatstone y la ganancia total implementada en este canal; ya conociendo el valor de resistencia se utiliza la ecuación de transducción a temperatura que se obtuvo a partir de una regresión polinomial de segundo orden que fue aplicada a los datos ofrecidos por el fabricante que relacionan los valores de temperatura asociados a cada uno de los valores de resistencia registrados.

Figura 81. Salida del canal de temperatura.



Fuente: Autores del proyecto

Figura 82. Salida del canal de respuesta dermogalvánica.



Fuente: Autores del proyecto

Partiendo de un correcto funcionamiento de la tarjeta de acondicionamiento se continuó el proceso realizando pruebas de conversión y transmisión. En primera instancia se convirtió un único canal del convertidor utilizando como entrada una pila de 1.5V conectada a un potenciómetro para variar el valor de la entrada y así poder revisar los valores extremos de conversión (0 y 5). Para la visualización de los datos adquiridos se implementó un programa en LabView, el cual presenta los datos que están siendo adquiridos, los transforma al nivel de voltaje equivalente y los almacena en una matriz de donde se obtiene la gráfica de la señal mostrada en la Figura 84. En ella el voltaje se observa la transmisión de un voltaje constante de 1.1 V.

Figura 83. Gráfica de la resistencia conectada a la entrada del canal de temperatura y temperatura asociada a dicho valor



Fuente: Autores del proyecto

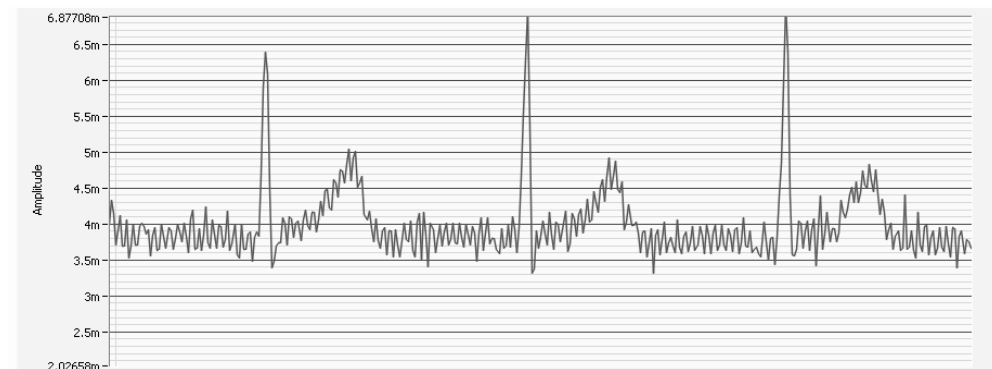
Figura 84. Gráfica de adquisición por Labview de un voltaje constante de 1.1 V



Fuente: Autores del proyecto

Como siguiente paso se realizó la captura de las señales fisiológicas utilizando el mismo programa antes mencionado. En primera instancia se capturó la señal cardiaca, la señal adquirida inicialmente presenta un rizado ocasionado principalmente por la señal de 60Hz, tal y como se puede observar en la Figura 85, de esta forma para poder obtener una señal más limpia se entró en la necesidad de realizar un filtrado por software con lo cual se obtuvo la señal presentada en la Figura 86.

Figura 85. Señal cardiaca sin filtrado por software



Fuente: Autores del proyecto

Figura 86. Señal cardiaca con filtrado por software.

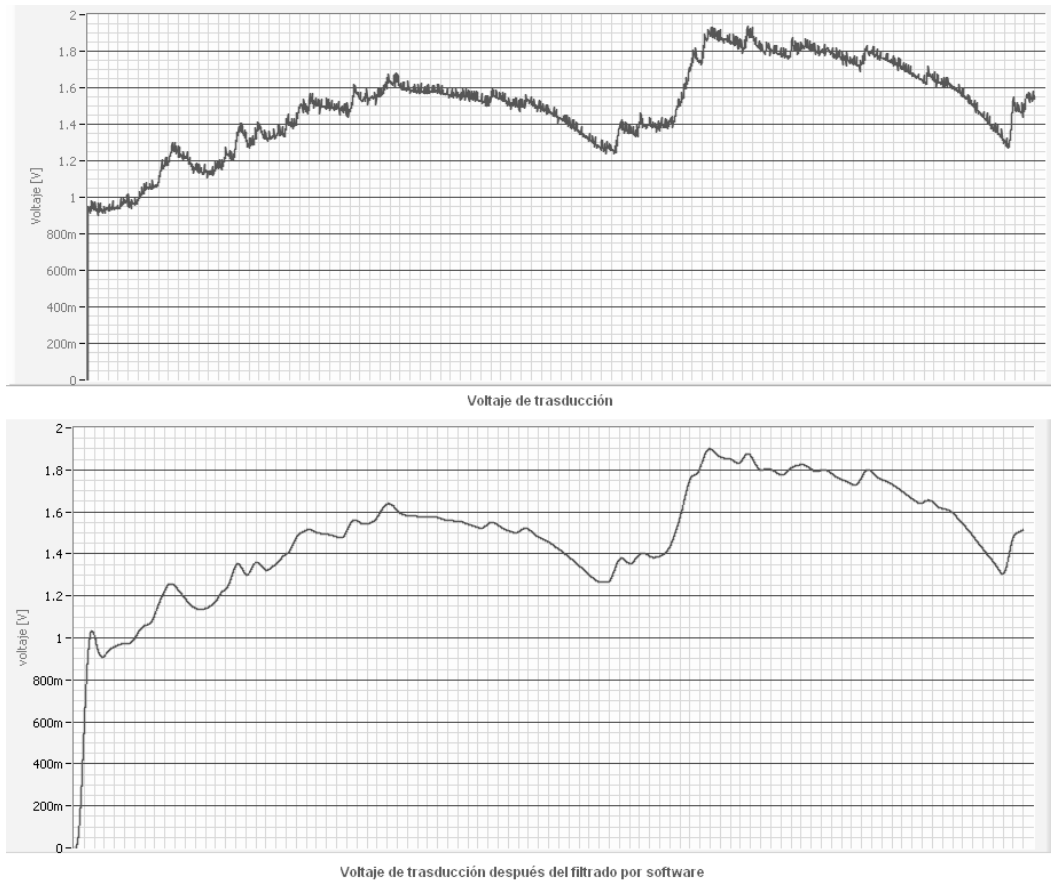


Fuente: Autores del proyecto

Al comparar la señal en el osciloscopio presentada en la Figura 79 tomada directamente de la salida de la tarjeta analógica y la señal obtenida de la conversión analógica-digital de Figura 86 se observa que presentan las mismas características de amplitud y frecuencia, lo que permite establecer que el proceso de conversión y transmisión de la señal cardíaca se realizó acertadamente.

El mismo proceso descrito para la captura de la señal cardíaca se realizó con las señales de temperatura y registro dermogalvánico. Con las señales de GSR y temperatura igualmente se aplicó un filtro por software de tipo pasabajas para poder presentar al usuario una señal más limpia, la Figura 87 y Figura 88 muestran las señales de voltaje capturadas para la sudoración y la gráfica obtenida a partir de la transducción realizada.

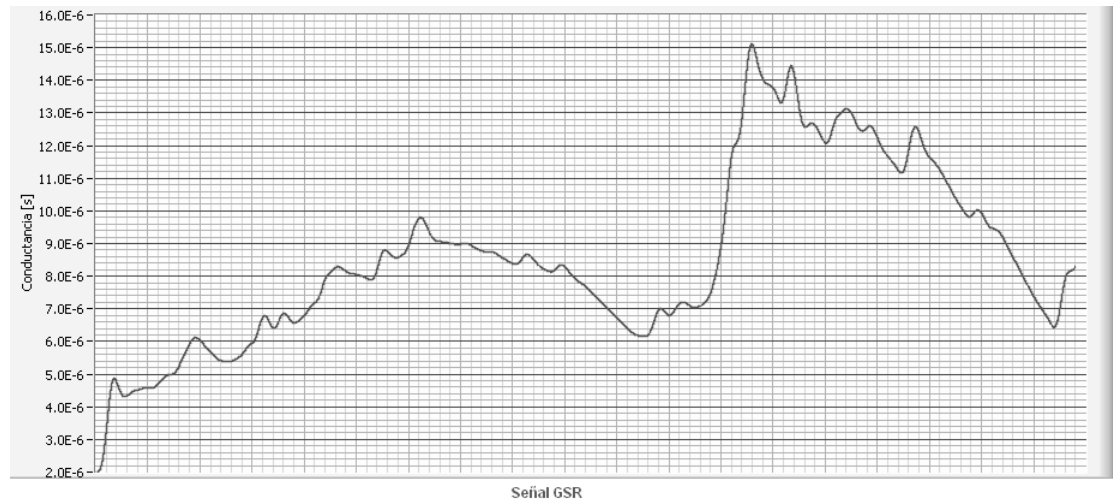
Figura 87. Voltaje de transducción para la señal dermogalvánica de la piel, antes y después del filtrado.



Fuente: Autores del proyecto

Es importante señalar que con el objetivo de verificar la variación de la señal de registro dermogalvánico se le pidió al sujeto a quien se le realizó el registro fisiológico que recordara algún evento de alto contenido emocional en su vida. Como es posible observar en la Figura 88 el nivel de sudoración presentó un incremento traducido en aumento de la conductividad en la piel del sujeto como respuesta a la evocación de dicho recuerdo.

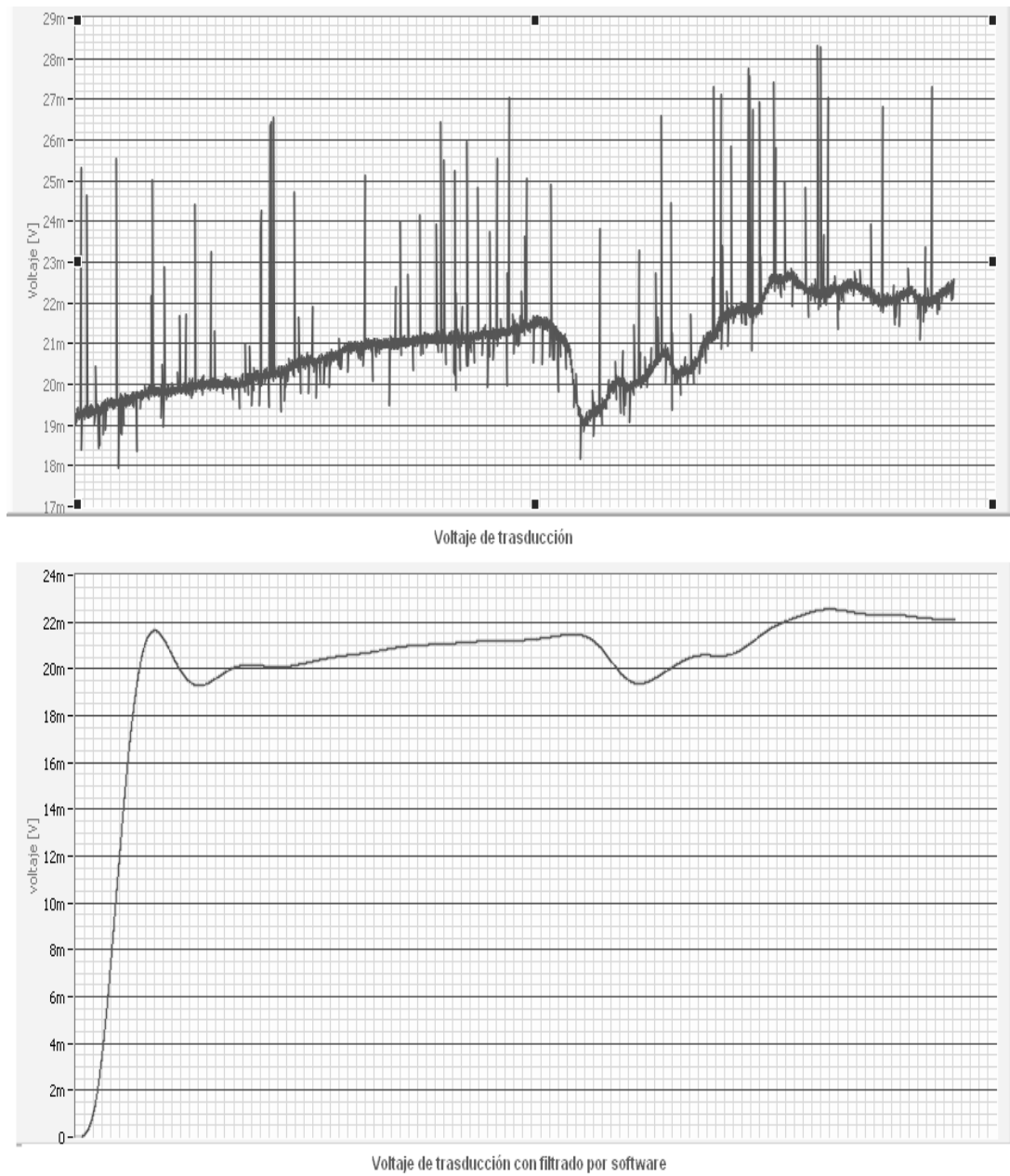
Figura 88. Respuesta dermogalvánica de la piel.



Fuente: Autores del proyecto

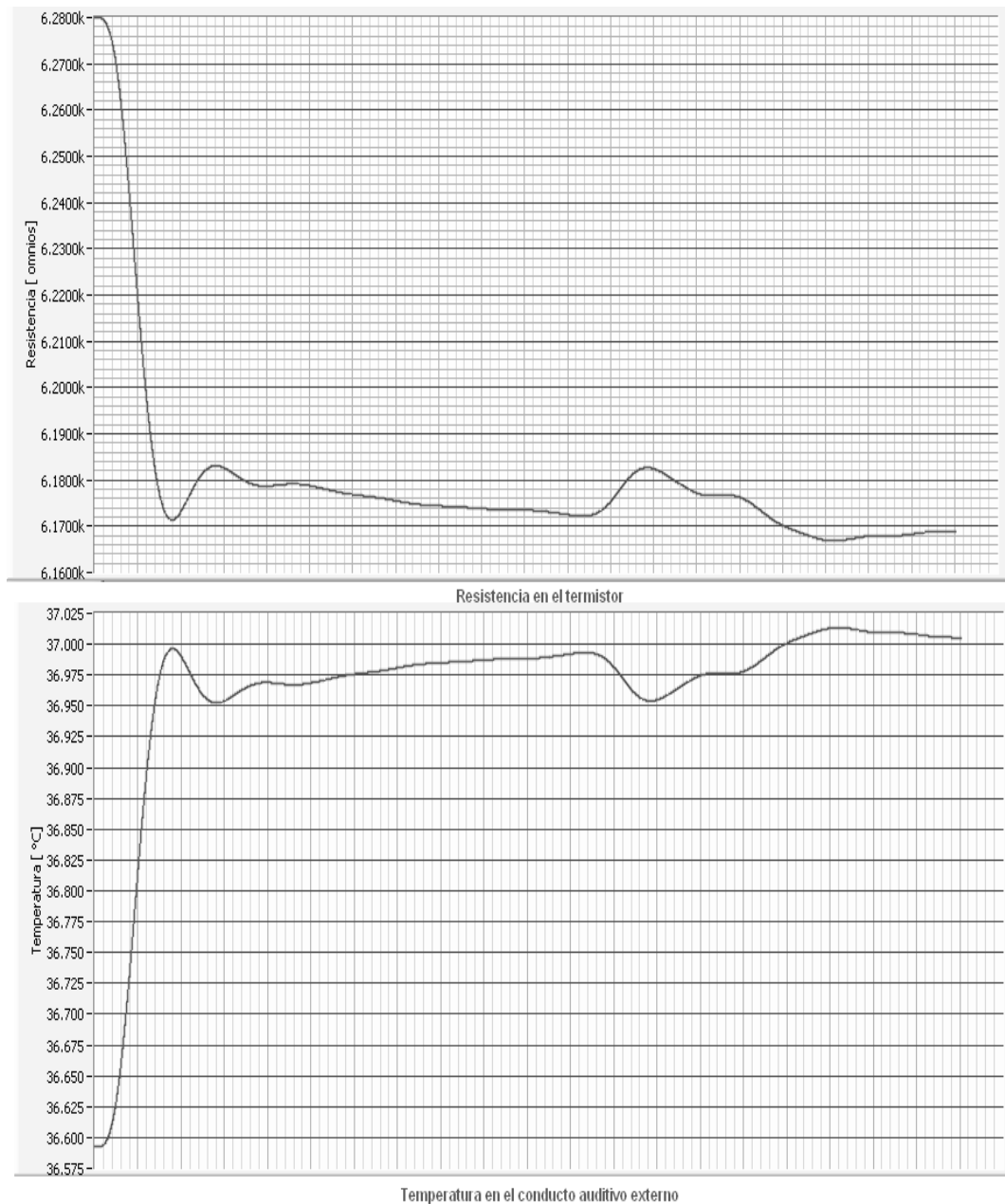
La temperatura presentó un comportamiento similar a la señal de respuesta galvánica de la piel; debido a esto se le aplicó un filtro pasabajos con una característica similar a la del filtro del GSR, además es importante anotar que para obtener el valor de temperatura es necesario realizar la transducción de la señal de voltaje que sale de los canales. La Figura 89 muestra las señales de entrada del canal de temperatura y la Figura 90 deja ver las señales finales de resistencia en el termistor y temperatura del mismo. Es importante destacar que para efectos de pruebas y seguimiento del proceso de transmisión y transducción es que se ha entrado en la tarea de mostrar paso a paso el avance que sigue la señal dentro del sistema, es decir, en el software final de una sesión de registro, el usuario solamente conoce del proceso dos pasos *inicio de sesión* y *visualización de la señal escogida*.

Figura 89. Voltaje de transducción de temperatura sin filtrado y con filtrado.



Fuente: Autores del proyecto

Figura 90. Registro de resistencia y temperatura en el termistor, con base en los voltajes de transducción transmitidos.



Fuente: Autores del proyecto

Es importante anotar que para el acondicionamiento ergonómico del termistor a la oreja del sujeto, se trabajó en colaboración con un estudiante de la Escuela de Diseño Industrial de la Universidad Industrial de Santander, quien diseñó un dispositivo que permite ubicar acertadamente el termistor. Sin embargo el dispositivo ha presentado

algunos inconvenientes motivo por el cual se encuentra en una etapa de perfeccionamiento.

Finalmente se complementó el programa del microcontrolador para que ejerciera control sobre la multiplexación de cada una de las señales y así poder adquirir los cuatro canales al mismo tiempo.